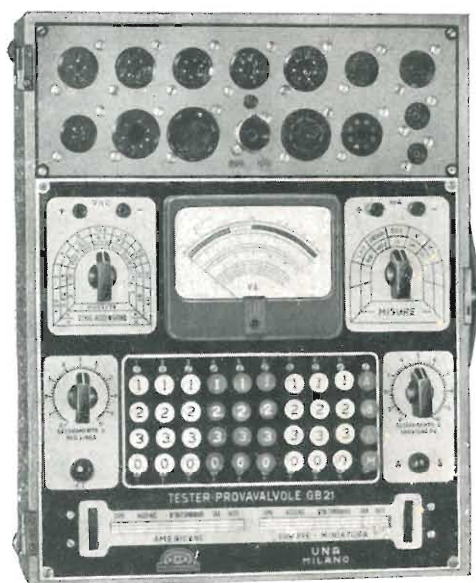
l'antenna TV

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 8

Anno XXIV - Agosto 1952

LIRE 250

TESTER PROVAVALVOLE GB 21

- **Tester** - Volt c.c. e c.a. - 3-10-30-100-300-1000; mA c.c.: 3-10-30-100-300-1000; Ohm: da 50 ohm a 5 Mohm in due portate.
  5000 hm | Volt

- **Provavalvole Universale:** Circuiti di misura con inseritori a pulsante. I dati di prova di tutti i tubi americani ed europei sono riportati su di un rullo a lettura diretta.

- **Capacimetro:** da 20000 pF a 20 μF.

APPARECCHI RADIOELETTRICI

MILANO

S. r. l. - VIA COLA DI RIENZO 53A - TEL. 474060.474105 - C. C. 395672 -

Radiotecnici Radioinstallatori Radioriparatori

approfittate **SUBITO** dell'occasione offertavi dal

I° CORSO NAZIONALE di TELEVISIONE

PER CORRISPONDENZA

Autorizzato dal Ministero della Pubblica Istruzione

Iscrivetevi immediatamente **chiedendo opportuni chiarimenti** alla Direzione, in Milano - Via Senato, 24 - che vi invierà **Programmi e Moduli in visione,** senza impegno da parte vostra.

●

La Direzione del Corso assiste i suoi migliori allievi proponendoli alle Organizzazioni Industriali e Commerciali che richiedono nominativi per il proprio personale tecnico specializzato in TV.

●

È l'unico Corso Italiano di TV. per corrispondenza sotto il diretto controllo del Ministero della Pubblica Istruzione.

●

Il Corpo Insegnante, sotto la Direzione del **Dott. Ing. Alessandro Banfi,** *è così composto:* **Dott. Ing. C. Borsarelli, Milano - Dott. Ing. A. Boselli, Como - Dott. Ing. A. La Rosa, Torino - Dott. Ing. A. Magelli, Torino - Dott. Ing. L. Negri, Milano - Dott. Ing. A. Nicolich, Milano - Dott. A. Recla, Milano - Sig. C. Volpi, Milano.**

Grande Mostra Tedesca della Radio e Televisione

DUESSELDORF - Germania Occidentale

NUOVA DATA!

27 FEBBRAIO - 8 MARZO 1953

●

INFORMAZIONI:

NORDWESTDEUTSCHE AUSSTELLUNGS - GESELLSCHAFT
DUESSELDORF - Ehrenhof 4 - Tel. 45.361

TELEVISORI "Perla"

ORIGINALI U. S. A.

Chassis Televisivo "PERLA" De-Luxe

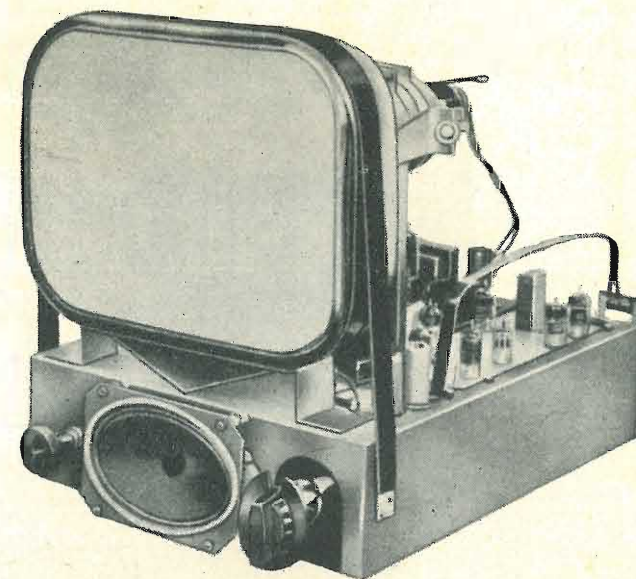
Televisore di alta qualità utilizzante i più brillanti circuiti e le migliori parti componenti.

Complesso a 29 tubi termoionici atto all'applicazione di schermi riceventi rettangolari sino a 24 pollici, dotato di circuiti di controllo automatico del guadagno e di frequenza.

Controlli sulla fronte del pannello per la brillantezza, la posizione verticale ed orizzontale, volume, contrasto, interruttore, selettore dei canali e per la regolazione fine.

Circuiti ad alta tensione e per la deflessione orizzontale a 16÷18 KV. atti alla fornitura di immagini brillanti e di uniforme luminosità.

Deflessione elettromagnetica adatta a tubi richiedenti escursioni del pennello catodico di 60°-70° ottenuta con circuiti di nuova concezione e di alta efficienza.

Uscita del canale audio a MF. di 2,5 W. indistorti e di 4 W. massimi.

Mod. 2430 S 17"
„ 2430 S 20"
„ 2431 P 20"
„ 2431 D 17"
„ 2431 D 24"

Valetevi del nuovo registratore a nastro

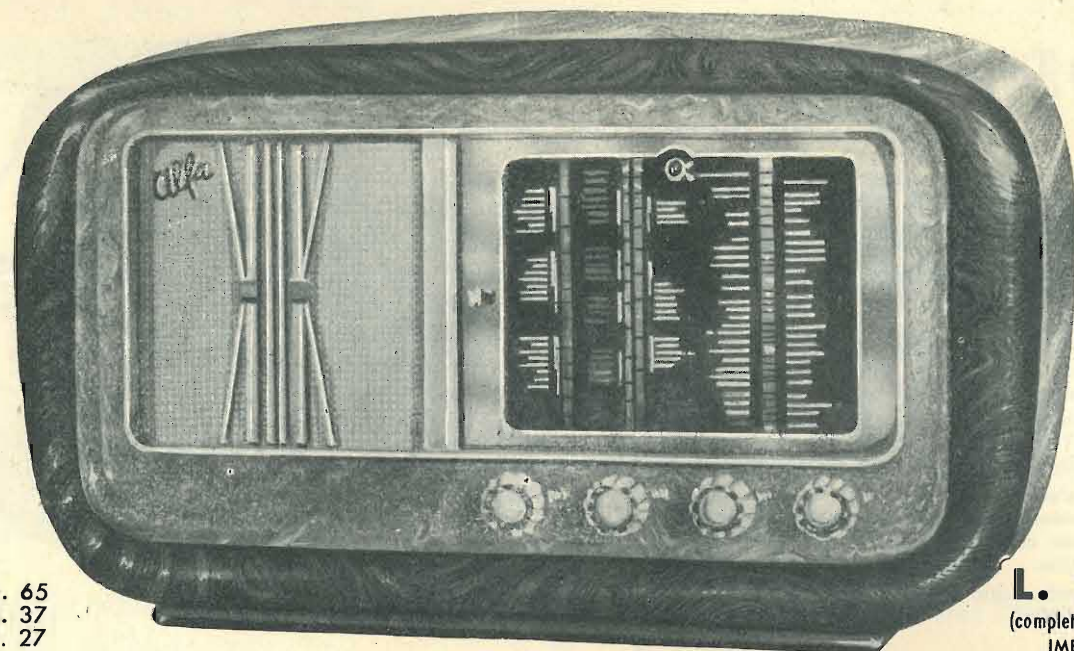
Revere

... il fedele amico che Vi permetterà di fissare in modo permanente ogni particolare interessante di un avvenimento e sarà di valido aiuto alla Vostra attività quotidiana.

Insuperata fedeltà del suono.
Compatezza e leggerezza di trasporto.
Rapido rinnovo della carica.
Audizione di un'intera ora per ogni bobina.
Cancellazione automatica e riutilizzazione del nastro.
Semplicità d'uso.

CIAS TRADING COMPANY
COMPAGNIA ITALO AMERICANA SCAMBI
Via Malta, 2-2 - GENOVA - Telef. 56-072
DIREZIONE COMMERCIALE: M. CAPRIOTTI

LA DITTA SILVIO COSTA - GENOVA - Galleria Mazzini 3r - Tel. 53.404

presenta la scatola di montaggio con ampia scala parlante a specchio di propria creazione ***Super Alfa***

Lunghezza cm. 65
Altezza cm. 37
Larghezza cm. 27

L. 21.900
(completa di valvole e mobile)
IMBALLO GRATIS

5 VALVOLE - 4 GAMME D'ONDA - 3.5 WATT DI POTENZA MODULATA - 12'5÷21 mt - 21÷34 mt - 34÷54 mt - 199÷580 mt
Tensioni: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 volt — **Valvole: 5Y3 - 6Q7 - 6V6 - 6K7 - 6TE8 (oECH4)**

ELENCO DELLE PARTI COMPONENTI IL RICEVITORE **"SUPER ALFA"**

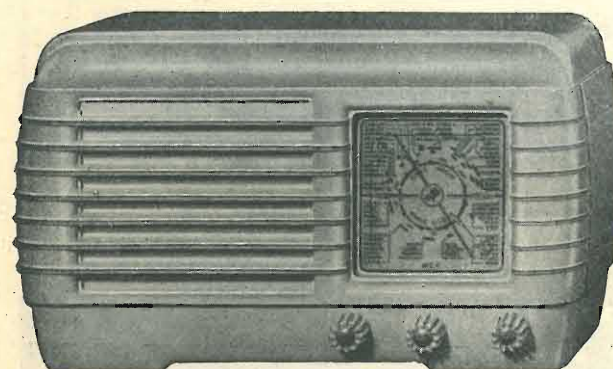
N. 1 **Scala di Sintonia 4 gamme a specchio verticale (modello proprio)** con telaio incorporato
» 1 Altoparlante elettrodinamico W 6 con trasformatore d'uscita (tipo extra)
» 1 Gruppo **A. F. Geloso originale** N. 1961 4 gamme
» 1 Condensatore variabile **Geloso originale** N. 783 4 gamme
» 1 Trasformatore di media frequenza **originale Geloso**
» 1 Trasformatore di media frequenza **originale Geloso**
» 1 Trasformatore d'alimentaz. Silco 80 Ma.
» 3 Condensatori elettrolitici 8 mf.
» 1 Condensatore catodico 25 mf.
» 1 Condensatore catodico 10 mf.
» 1 Potenziometro **Lesa originale** 1 Mgohm senza interruttore
» 1 Potenziometro **Lesa originale** 0,5 Mghom con interruttore
» 1 Fascetta fissaggio verticale per condensatori elettrolitici

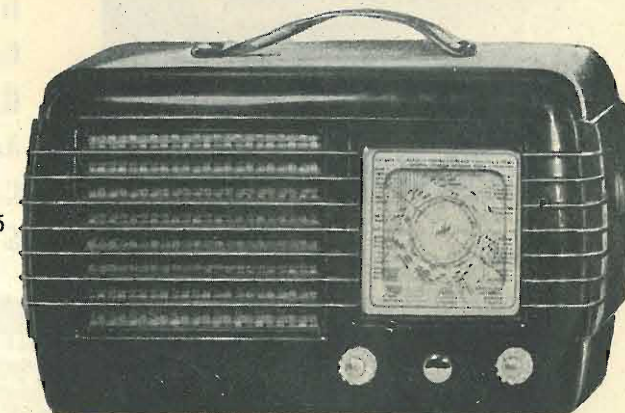
N. 1 Fascetta fissaggio orizzontale per condensatore elettrolitico
» 5 Zoccoli octal
» 1 Cambio tensioni a spina
» 1 Presa fono
» 1 Presa Antenna-Terra
» 1 Zoccolo di presa 4 contatti
» 1 Spina micron 4 contatti
» 2 Squadrette fissaggio condens. variabile
» 2 Schermi
» 4 Manopole in bakelite tipo lusso
» 3 Condensatori a carta 50000 pf.
» 1 Condensatore a carta 15000 pf.
» 2 Condensatori a carta 10000 pf.
» 1 Condensatore a carta 5000 pf
» 1 Condensatore a carta 3000 pf
» 1 Condensatore a carta 2000 pf
» 1 Condensatore a mica 500 pf
» 1 Condensatore a mica 250 pf
» 2 Condensatori a mica 100 pf
» 2 Condensatori a mica 50 pf
» 1 Resistenza chimica 1 Watt 40 K ohm
» 1 Resistenza chimica 1 Watt 30 K ohm
» 1 Resistenza chimica 1 Watt 20 K ohm

N. 2 Resistenze chimiche 1 Watt 4000 ohm
» 1 Resistenza chimica 1 Watt 30 ohm
» 2 Resistenze chimiche ½ att 1 Mg ohm
» 1 Resistenza chimica ½ Watt 0,5 Mg ohm
» 1 Resistenza chimica ½ Watt 0,25 Mg ohm
» 1 Resistenza chimica ½ Watt 0,2 Mg ohm
» 2 Resistenze chimiche ½ Watt 0,05 Mg ohm
» 1 Cordone con spina luce m. 1,50
» 2 Portalampadi micromignon
» 2 Lampadine 6,3 micromignon
Cm. 30 Filo schermato
Metri 4 Filo per connessioni
N. 50 Viti con dado
» 10 Terminali di massa
» 2 Terminali multipli
» 3 Clips per valvole
» 2 Ancoraggi
Metri 1 Stagno preparato 55 %
Cm. 80 Cordone per altoparlante
N. 1 Targhetta
» 1 Gommino per cordone rete

NELLO STESSO TEMPO RICORDA I MODELLI

ALFA MIGNON - Supereterodina 5 valvale Rimlock - Alimentazione corrente alternata - Voltaggio universale
ONDE MEDIE - ONDE CORTE

Lire 13.980 (completa di mobile e valvole)

Lunghezza cm. 25
Altezza cm. 15
Larghezza cm. 10,5

ALFA MIGNON "B" - Supereterodina portatile con alimentazione corrente alternata e batterie di pile incorporate
ONDE MEDIE

Lire 17.900 (completa di mobile valvole e batterie)

OGNI PRODOTTO È GARANTITO

PHILIPS

Rimlock SERIE U

Valvola	Accensione	Impiego	Condizioni	Correnti	Caratteristiche
UCH 42 Triodo - esodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Convertitore di frequenza (parte esodo)	V_a = 170 V R_1 ¹) = 18 kΩ R_2 ²) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = —1.85 V	I_a = 2.1 I_{g2+g4} = 2.6 I_{g3+gT} = 0.20	S_c = 670 μA/V R_i = 1.0 MΩ
			V_a = 100 V R_1 ¹) = 18 kΩ R_2 ²) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = — 1.0 V	I_a = 1 2 I_{g2+g4} = 1.5 I_{g3+gT} = 0.10	S_c = 530 μA/V R_i = 1.2 MΩ
		Oscillatore (parte triodo)	V_b = 170 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 8 V_{eff}	I_a = 5.7 I_{g3+gT} = 0.20	S_{eff} = 0.65mA/V
			V_b = 100 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 4 V_{eff}	I_a = 3.1 I_{g3+gT} = 0.10	S_o = 2.8mA/V S_{eff} = 0.6mA/V μ = 22
UBC 41 Doppio diodo-triodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 170 V V_g = —1.6 V	I_a = 1.5	S = 1.65 mA/V R_i = 42 kΩ μ = 70
			V_a = 100 V V_g = - 1.0 V	I_a = 0.8	S = 1.4 mA/V R_i = 50 kΩ μ = 70
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.45	g = 37
			V_b = 100 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.28	g = 34
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = — 2.5 V	I_a = 6 I_{g2} = 1.75	S = 2.2 mA/V R_i = 1.0 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = — 1.4 V	I_a = 3.3 I_{g2} = 1.0	S = 1.9 mA/V R_i = 0.8 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = — 2.0 V	I_a = 5 I_{g2} = 1.5	S = 2.0 mA/V R_i = 0.9 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = — 1.2 V	I_a = 2.8 I_{g2} = 0.9	S = 1.7 mA/V R_i = 0.85 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.5 I_{g2} = 0.17	g = 80
			V_b = 100 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.29 I_{g2} = 0.09	g = 75
UL 41 Pentodo finale	V_f = 45 V I_f = 0.1 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 165 V V_{g2} = 165 V V_{g1} = —9.0 V R_k = 140 Ω	I_a = 54.5 I_{g2} = 9	S = 9.5 mA/V R_i = 20 kΩ R_a = 3 kΩ W_a = 9 W W_o = 4.5 W
			V_a = 100 V V_{g2} = 100 V V_{g1} = — 5.3 V R_k = 140 Ω	I_a = 32.5 I_{g2} = 5.5	S = 8.5 mA/V R_i = 18 kΩ R_a = 3 kΩ W_o = 1.35 W
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	V_f = 31 V I_f = 0.1 A	Raddrizzatore	V_i = 220 V_{eff} = 127 V_{eff}	I_o = max. 100 = max. 100	R_t = min. 160 Ω R_t = min. 0 Ω C_{filt} = max. 50 μF

La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano

Rimlock *Miniwatt*

75361-VI

Thyratrons

	TQ 2	TQ 4	TQ 5	TQ 1/2	TQ 2/3	TQ 2/6
Altezza	152 mm	215 mm	290 mm	152 mm	230 mm	270 mm
Diametro	51 mm	61 mm	72 mm	51 mm	61 mm	72 mm
V_f	2,5 V	5 V	5 V	2,5 V	2,5 V	2,5 V
I_f	7 A	7 A	10 A	7 A	12 A	22 A
V_A max.	7,5 kV	10 kV	15 kV	1,25 kV	2 kV	2 kV
I_A	0,5 A	1,25 A	1,75 A	1,5 A	3,2 A	6,4 A
I_A picco	2 A	5 A	7 A	6 A	25 A	40 A

Tubi rettificatori a vapori di mercurio

	DQ 2	DQ 2a	DQ 4	DQ 4a	DQ 5
Altezza	152 mm	152 mm	215 mm	215 mm	290 mm
Diametro	51 mm	51 mm	61 mm	61 mm	72 mm
V_f	2,5 V	2,5 V	5 V	5 V	5 V
I_f	5 A	5 A	7 A	7 A	10 A
V_A max.	10 kV	10 kV	10 kV	10 kV	20 kV
I_A	0,25 A	0,25 A	1,25 A	1,25 A	1,75 A
I_A picco	1 A	1 A	5 A	5 A	7 A

I Diodi e Thyratrons a vapori di mercurio BROWN BOVERI

garantiscono un esercizio stabile e sicuro

TECNOMASIO ITALIANO BROWN BOVERI

per ulteriori chiarimenti tecnici è a vostra disposizione l'Ufficio alta Frequenza, Milano Piazzale Lodi 3, Telef. 5797

radioricevitore RR 1350

supereterodina
5 valvole miniatura
onde medie
alimentazione
in c. a. e c. c.

L. 21.900

un armonioso completamento nella vostra casa

in ogni ambiente
su qualsiasi mobile

in salotto
nello studio
in camera
in cucina
nel bagno

DUCATI radio

CONCESSIONARI E RIVENDITORI IN TUTTA ITALIA

FABBRICA RESISTENZE CHIMICHE
VIA ARCHIMEDE, 16 - MILANO - TEL. 58.08.36

Il valore dei resistori chimici la qualità e la loro perfezione è legata alla scelta delle materie prime e alla precisione tecnica della fabbricazione.

La **Tenax** *Vi garantisce che questi due presupposti sono alla base della propria produzione.*

S A R R E

BOLOGNA - VIA MARESCALCHI, 7 - TELEFONO 26.613

RAPPRESENTANZE E DEPOSITI

SUPERPILA - MICROFARAD - RADIOCONI - RICEVITORI ESPERIA
REGISTRATORI PHILMAGNA - STRUMENTI DI MISURA MEGA RADIO

Parti staccate e accessori radio delle migliori fabbriche

SCATOLE DI MONTAGGIO PER RICEVITORI A CORRENTE ALTERNATA
SCATOLE DI MONTAGGIO PER RICEVITORI A BATTERIE DI PILE

CATALOGHI E LISTINI A RICHIESTA

Nastri Magnetici "SCOTCH"
Sound Recording Tape

Minnesota Minning & MFG. Co. S. PAU - Minn.

Lo "SCOTCH" nastro magnetico per riproduzioni sonore possiede **anche** queste caratteristiche costruttive

- UNIFORMITÀ DI TUTTE LE BOBINE - Il controllo della superfice magnetica assicura un costante rendimento.
- NASTRO SOTTILISSIMO - Resistente alla temperatura ed alle variazioni di umidità.
- NON SI ARRICCIA NON SI ARQUA - Il nastro rimane piano contro la testina magnetica insensibile alle variazioni atmosferiche.
- UNIFORMITÀ DELLA SUPERFICE MAGNETICA - Nessuna "caduta" nella registrazione dovuta a irregolarità.
- MAGGIOR DURATA - Uno speciale processo lubrificante riduce l'attrito.
- MAGGIORE SELETTIVITÀ - Maggior rendimento del vostro apparecchio.

in vendita presso i migliori rivenditori

SCOTCH BRAND
SOUND RECORDING TAPE

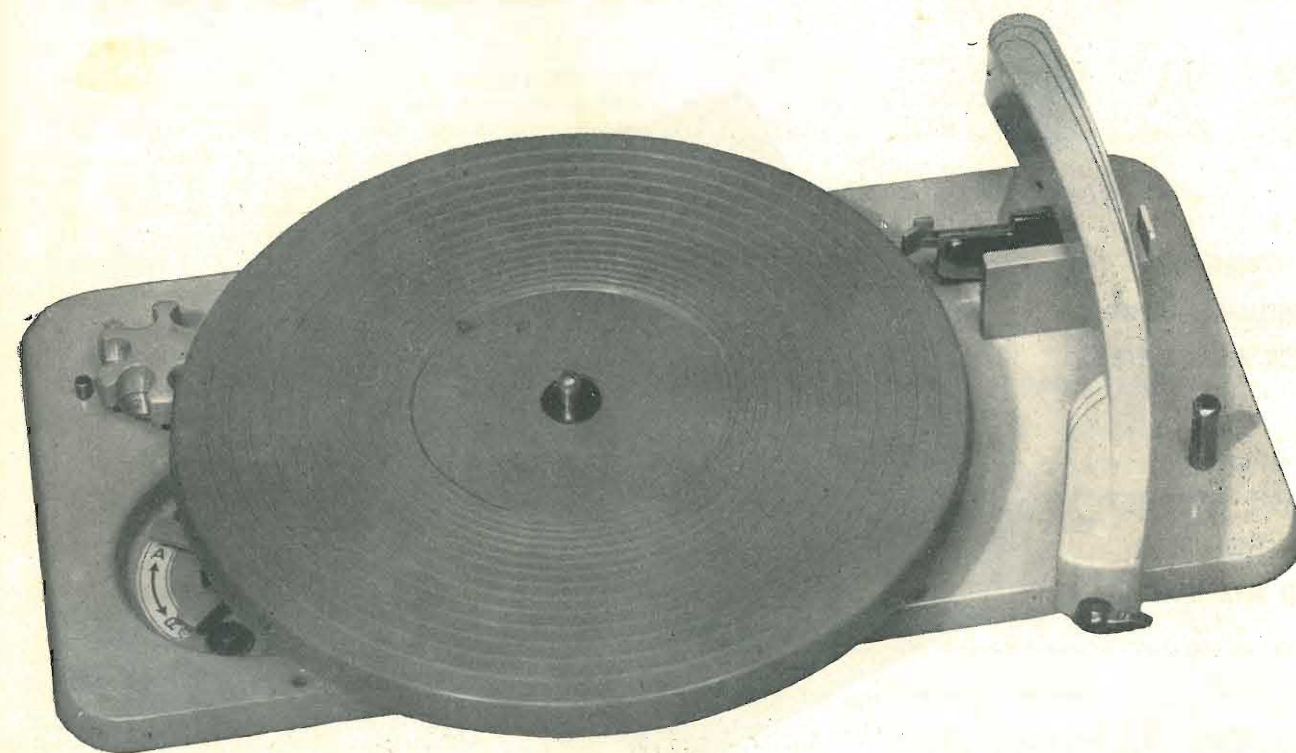
IMPORTANTE: Vi sono molte marche di nastri magnetici. Insistete sullo "SCOTCH" il nastro *lubrificato* che garantisce la massima fedeltà, chiarezza di riproduzione ed assenza di distorsioni. Il più usato nel mondo.

Distributori esclusivi per l'Italia: ***VAGNONE & BOERI*** - VIA BOGINO, 9/11 - TORINO

COMPLESSI FONOGRAFICI

S. r. l.

"MICROS"

modello a tre velocità

● Pick-up reversibile a duplice punta per dischi normali e microsolco ● Regolatore centrifugo di velocità a variazione micrometrica ● Pulsante per avviamento motore e contemporanea posa automatica del pick-up su dischi da cm. 18 - 25 - 30 ● Comando rotativo per il cambio delle velocità ($33^1/_3$ - 45 - 78) con tre posizioni intermedie di folle ● Scatto automatico di fine corsa su spirale di ritorno a mezzo bulbo di mercurio.

FARO - VIA CANOVA, 37 - TELEF. 91.619 - MILANO

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

8

AGOSTO 1952

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXIV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Direttore amministrativo . . . . **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile . . . . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e il supplemento **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

La TV si sta sviluppando anche nel Canadà. Due automezzi attrezzati per riprese all'esterno sono stati recentemente inviati nel Canadà da una nota Ditta inglese. La foto mostra l'interno di uno degli automezzi attrezzati.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SULLA TEORIA DELLE INFORMAZIONI

di ALFREDO FERRARO

1) GENERALITA'

Alcuni Autori, nella tecnica delle telecomunicazioni, chiamano *informazione* un messaggio qualsiasi, trasmesso a distanza con un mezzo qualsiasi: ottico, acustico, elettrico, radioelettrico, non in riferimento al contenuto e alla durata dello stesso, ma in riferimento alla sua « essenza fisica ».

Alcuni esempi: al microfono giunge una informazione acustica. Dopo il microfono, l'informazione diviene elettrica. Sono queste informazioni unidimensionali.

Nel caso della trasmissione delle immagini, si parla invece di informazioni bidimensionali che, per essere trasmesse e ricevute su un solo canale, richiedono un processo di scomposizione e di ricomposizione. Nel caso della televisione a colori si parlerà, invece, di informazione cromatica.

Oggi, la *teoria delle informazioni* assegna al termine « informazione » il suo vero significato etimologico di « comunicazione destinata ad annullare una incertezza ». La teoria delle informazioni è una teoria matematica che studia le relazioni intercorrenti, dal punto di vista probabilistico, fra i vari elementi che caratterizzano una comunicazione, applicando il calcolo delle probabilità alle informazioni riguardate come combinazioni di segni (simboli) elementari.

Dato un numero di possibili messaggi, sia uguale a 1 la somma di tutte le probabilità connesse con questi messaggi. A una domanda che attenda risposta positiva o negativa, senza alternativa alcuna, sono possibili due sole risposte: « sì » e « no ». A ciascuna risposta spetta la stessa probabilità e, precisamente, 0,5, essendo:

$$2 \times 0{,}5 = 1$$

A una domanda che attenda una risposta che specifichi un giorno della settimana, sono possibili sette risposte: « lunedì », « martedì », ecc. A ciascuna risposta spetta la probabilità 0,142..., essendo:

$$7 \times 0{,}142... = 1$$

E così via, per i mesi dell'anno le possibili « scelte » saranno 12 e le probabilità 0,08, per le ore della giornata, le scelte saranno 24 e le probabilità 0,04..., ecc.

Quanto più alto è il numero delle risposte possibili ed ugualmente probabili, tanto più bassa sarà la probabilità (e massima l'incertezza) e tanto maggiore la *quantità di informazioni* contenuta nel messaggio. E' evidente che detta quantità è minima nel caso di due sole possibilità di scelta (es. « sì » e « no »), annullandosi in corrispondenza di una sola possibilità di scelta, in quanto non può sussistere informazione laddove, non essendovi incertezza, viene comunicata una notizia già nota. Alla domanda: il sole è freddo o caldo? esiste una sola risposta: caldo! Ebbene, tale risposta non costituisce una informazione, non essendo presumibile che l'interpellante attenda consciamente la risposta: freddo! Essendo l'informazione che determina la scelta fra due possibili casi, la minore quantità di informazioni ammissibile, questa « quantità » è stata fissata come *unità di informazione* e chiamata *bit* (*binary digit* = cifra binaria); ovviamente, si tratta di una unità priva di sottomultipli. Di conseguenza, si dirà che un messaggio è caratterizzato dalla quantità di informazioni, per esempio, di 8 bit, quando esso si basa su 8 scelte fra 2 possibilità; avremo che queste saranno:

[1] $$2^8 = 256$$

Indicando con b il numero dei bit e, con N il numero delle scelte, si ha:

[2] $$2^b = N$$

ossia:

[3] $$b = \log_2 N$$

Infatti, dividendo per 2 le 256 scelte, si ottengono 128 scelte. La quantità di informazioni contenuta nella indicazione del gruppo in cui compare la scelta da selezionare, è di 1 bit. Dividendo il gruppo segnalato da questa informazione di 1 bit, per 2, si ottengono due gruppi di 64 scelte. Una ulteriore informazione di 1 bit, ci permette di determinare il gruppo contenente la scelta da selezionare. Con altre 5 informazioni di 1 bit ciascuna, passeremo, successivamente, da 64 a 32, a 16, a 8, a 4, a 2 scelte e, in fine, con una ultima informazione di 1 bit, giungeremo alla scelta selezionata, come risulta dallo specchio seguente:

La relazione [3] si riferisce alla scelta di 1 elemento su N. Se gli elementi da scegliere sono invece n su N, la relazione citata, diviene:

[4] $$b = n\log_2 N$$

Ricordando, come già abbiamo detto, che la probabilità è data dall'inverso del numero delle scelte, ritornando all'esempio precedente, in luogo della [1], possiamo scrivere:

$$2^8 = 1/p$$

dove compare la probabilità:

$$p = 1/256$$

La [2] può così essere posta sotto la forma seguente:

[5] $$b = -\log_2 p$$

Fino a ora, abbiamo ammesso che tutte le scelte siano caratterizzate dalla stessa probabilità. In base a questo presupposto è più che mai evidente come la quantità di informazioni espressa in bit, coincida con il numero delle scelte binarie necessarie per addivenire alla scelta selezionata. Nel caso considerato in precedenza, abbiamo trovato 8 bit e si sono rese necessarie 8 selezioni binarie. Ammettiamo ora che, pur continuando a considerare indipendenti le varie scelte, queste siano caratterizzate da differenti probabilità: p_1, p_2, ..., p_n. Nel computo della quantità di informazioni, si considera come insieme k di ciascun simbolo, l'inverso della probabilità di quel simbolo, ossia:
$k_1 = 1/p_1$; $k_2 = 1/p_2$; .....; $k_m = 1/p_m$, essendo m i gruppi di simboli di uguali probabilità.

Se si ammette che, nel caso generale, la scelta avvenga fra un numero infinito (praticamente grandissimo) di elementi, si può ammettere che la probabilità compaia come fattore di ciascun termine, in modo da consentirci di scrivere:

[6] $$b = p_1\log_2 k_1 + p_2\log_2 k_2 + ... + p_m\log_2 k_m$$

da cui, tenendo conto della [2]:

[7] $$b = \sum_1^m p\,\log_2 k = \sum_1^m p_i b_i = -\sum_1^m p_i \log_2 1/k_i = -\sum_1^m p_i \log_2 p_i$$

La relazione [7] ora scritta, è assai importante, in quanto essa dà il numero medio di bit competente a un elemento o « simbolo » della trasmissione.

Come la relazione [7] corrisponde alla [3]; alla relazione [4], in cui si tiene conto

di un numero N di elementi scelti, corrisponde la relazione seguente:

$$[8] \qquad b = n \left(- \sum_{1}^{m} p_i \log_2 k_i\right)$$

E' evidente che, nel caso in cui la probabilità sia uniformemente distribuita, si ha:

$$m = n;\ p_1 = p_2 = \ldots = p_n;\ \sum_{1}^{n} p_i = 1$$

da cui [9]:

$$b = - \sum_{1}^{n} \log_2 k_i = - \sum_{1}^{n} \log_2 1/p_i = \log_2 n$$

ciò che conferma la validità della [2], nel caso particolare della identica probabilità di ciascuna scelta.

Nel caso delle trasmissioni telegrafiche, facendo astrazione dai simboli di interpunzione e vari, essendo 26 le lettere, si ha $N = 26$. Se un telegramma è costituito da a simboli, si ha $n = a$. Le probabilità p_i saranno quelle pertinenti a ciascuna lettera e, per esempio, il valore massimo sarà quello relativo alla lettera « e ». E' interessante ricordare, a proposito, che malgrado la teoria delle informazioni non fosse stata allora ancora formulata, in base a considerazioni esclusivamente intuitive, quando venne stoso l'alfabeto Morse, si assegnò alla lettera « e » come simbolo, un solo punto, onde aumentare il più possibile la quantità di informazioni contenute in un messaggio telegrafico trasmesso nel tempo t. Naturalmente questa considerazione venne fatta per ogni simbolo, di cui venne statisticamente tenuto conto della probabilità di ricorrenza.

La relazione [9] esprime l'*entropia* che caratterizza l'evento di probabilità p_i e coincide con l'entropia definita da Boltzmann nello studio della teoria cinetica dei gas.

Concludendo, si può affermare che l'entropia esprime il numero di bit/simbolo che la stazione trasmittente emette. Il rapporto fra il numero di bit/simbolo e il tempo, esprime la *capacità* della stazione trasmittente. Poichè un canale di trasmissione, a causa di disturbi o di altri parassiti estranei, può determinare la perdita di elementi della trasmissione, nel caso in cui un canale sia privo di disturbi, ossia, nel caso in cui tutti i simboli trasmessi siano regolarmente ricevuti, si dice che la capacità del canale non è inferiore alla capacità della sorgente. La capacità di un canale rumoroso, che determina la perdita di parte dei simboli trasmessi, è inferiore alla capacità della trasmittente.

2) CENNI ALL'APPLICAZIONE DELLA TEORIA DELLE INFORMAZIONI ALLA TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI

Ci riferiamo, naturalmente, alla tecnica delle telecomunicazioni elettriche. Si consideri una funzione:

$$[10] \qquad y = F(t)$$

che, sviluppata in serie di Fourier, occupi un canale compreso fra le due frequenze f_{min} e f_{max}. Una funzione del genere, consente di trasmettere un numero massimo di valori indipendenti dato da:

$$[11] \qquad N = 2(f_{max} - f_{min})\ t$$

Infatti, considerando che la successione degli infiniti valori che la frequenza e il tempo possono assumere è puramente teorica e che, in pratica, i limiti di percezione dei nostri sensi rendono discontinua una successione continua di valori (poichè la distinzione fra due valori assai prossimi è legata al potere risolutivo dell'organo di senso utilizzato), è evidente la necessità di limitare lo sviluppo in serie di Fourier a un numero finito di termini.

Se i valori della frequenza sono f_1, f_2, ..., f_m e i valori del tempo t_1, t_2, ..., t_m, le equazioni ottenibili saranno q, essendo:

$$[12] \qquad N = 2q+1$$

Per $m>>1$, la [12] diviene:

$$[13] \qquad N = 2q$$

Si osservi ora che, assegnando a t la durata di un periodo, si ha:

$$f_{max} = q/T$$

da cui:

$$q = f_{max}\ T$$

La [13] diviene allora:

$$N = 2\ f_{max}\ T$$

Ma, poichè i valori di frequenza inferiori a f_{min} non interessano, scriveremo:

$$N = 2\ f_{max}\ T - 2\ f_{min}\ T$$

da cui:

$$[14] \qquad N = 2\ (f_{max} - f_{min})\ T$$

ossia la [11], c.v.d. Indicando l'intervallo di frequenza con Δf e generalizzando nuovamente il tempo, utilizzando una funzione [10] è possibile trasmettere il numero di valori indipendenti:

$$[15] \qquad N = 2\,\Delta f t$$

Considerando che la quantità di informazione è definita come la possibilità di scelta fra due possibilità, la [15] diviene:

$$[16] \qquad b = \Delta f t$$

La relazione ora scritta, esprime la *legge di Hartley* che, essendo stata formulata nel 1928, presenta già un certo interesse storico. In parole, questa legge può essere così enunciata: *la quantità di informazioni che può essere trasmessa con un determinato complesso per telecomunicazioni, è direttamente proporzionale alla larghezza della banda accettata e al tempo di trasmissione*. Questo, naturalmente, ammettendo che ciascun valore sia caratterizzato dallo stesso contenuto di informazione. Si osservi che la preposizione di Hartley parla di proporzionalità diretta fra la quantità di informazioni e il prodotto Δft; in realtà, però, nessun tentativo era stato fatto per determinare, nei casi pratici, il valore del coefficiente di proporzionalità. Una risposta è stata data appunto dalla teoria delle informazioni che, imperniandosi sulla legge di Hartley, specifica, come vedremo, che questo coefficiente è dipendente dal rapporto segnale/disturbo che caratterizza le trasmissioni, dove, con « disturbo » indichiamo tutte le diverse cause (interferenze, diafonie, parassiti atmosferici, industriali e domestici, rumori di fondo, ecc.) che agiscono all'atto della ricezione con un certo effetto di mascheramento nei confronti del segnale utile, talvolta con entità tale da annullarne il contenuto di informazioni.

Si indichino, ora, con S e con R i valori massimi delle funzioni del segnale trasmesso s e del rumore r, rispettivamente. Il segnale trasmesso, varierà fra i valori $-S$ e $+S$, mentre, il segnale ricevuto, varierà fra i valori $-(S+R)$ e $S+R$. Dati due differenti valori s_1 e s_2 della funzione s e i corrispondenti valori r_1 e r_2 della funzione r, potremo essere certi che la disuguaglianza:

$$[17] \qquad (s_1+r_1) =|= (s_2+r_2)$$

è determinata dalla disuguaglianza:

$$[18] \qquad s_1 =|= s_2$$

solamente nel caso in cui sia:

$$[19] \qquad |\,s_1 - s_2\,| > 2\,R$$

Infatti, se la [16] non sussiste, non si può a priori escludere la [14] sia dovuta, anzichè al verificarsi della [15], al verificarsi della relazione seguente:

$$[20] \qquad r_1 =|= r_2$$

da cui l'indeterminazione e, quindi, l'annullarsi della informazione.

Noto il valore minimo che può assumere la differenza fra due valori, poichè questi siano sicuramente distinguibili uno dall'altro, è possibile definire il numero totale di valori distinguibili all'atto della ricezione, quando il messaggio risulta corrotto da rumore. Detto numero è evidentemente dato da

$$[21] \qquad N = \frac{2\,(S+R)}{2\,R} = \frac{S}{R} + 1$$

Dalle relazioni [4] e [13], si ha:

$$[22] \qquad b = 2\,\Delta ft \log_2 N \qquad [\text{bit/sec}]$$

Osservando ora che i valori indipendenti che possono essere trasmessi nell'unità di tempo sono $2\,\Delta f$ e che, questi valori, possono essere scelti nell'insieme definito dalla [21], si ottiene la capacità del mezzo trasmissivo:

$$[23] \qquad b = 2\,\Delta ft \log_2 [(S/R)+1] \qquad [\text{bit/sec}]$$

relazione che per:

$$S/R>>1$$

diviene:

$$b = 2\,\Delta ft \log_2 (S/R) \qquad [\text{bit/sec}]$$

Questa è l'espressione generalizzata della legge di Hartley. E' importante notare come la capacità, essendo funzione dei tre parametri Δf, S, R possa rimanere costante, variando convenientemente almeno due di questi parametri. E' quindi evidente che, fermo restando le altre condizioni, la quantità di informazioni contenuta in un messaggio rimane invariata, effettuando, per esempio, variazioni complementari di tempo e di larghezza di banda. Tanto per citare un esempio, si consideri il fatto che, trasmettendo un brano registrato a velocità doppia, il tempo richiesto diviene la metà ma, la banda di frequenza occupata, diviene doppia. Se, all'atto della ricezione, il brano viene nuovamente registrato e riprodotto a velocità normale, è chiaro come, raddoppiando la banda di frequenza trasmessa e dimezzando il tempo di trasmissione, sia rimasto immutato il contenuto di informazioni del messaggio.

Si supponga, ora, di dover trasmettere un messaggio utilizzante N simboli. Per la [22], la capacità dovrà essere:

$$b = 2\,\Delta ft \log_2 N$$

ossia, per la [23]:

$$N < (S/R) + 1$$

Se, invece, si ha:

$$N > (S/R) + 1$$

è necessario usare un artificio che consenta di aumentare la capacità del canale, rendendo più ampia la banda di frequenze trasmessa. Ciò si realizza, per esempio, utilizzando adeguati sistemi di modulazione. Naturalmente, il sistema di trasmissione dovrà consentirlo, altrimenti l'artificio non sarà applicabile. Per esempio, data l'alta definizione richiesta per la trasmissione di un messaggio televisivo, non essendo possibile agire sul tempo, a causa della necessità di mantenere la successione dei vari elementi di immagine, entro il limite imposto dalle peculiari caratteristiche fisiologiche dell'occhio, ci si trova nella impossibilità di utilizzare canali nelle gamme delle onde medie e corte, essendo necessario ricorrere alle onde ultracorte.

La conclusione cui si perviene, consiste nell'affermare, generalizzando la legge di Hartley, che *la quantità di informazione può essere resa grande a piacere, aumentando il tempo o l'ampiezza di banda di frequenza, o anche aumentando il rapporto segnale/rumore.*

*

SURPLUS...

IL RICEVITORE PROFESSIONALE CR 100

a cura di **LUIGI DE ROSA (i1CPX)**

Tra i ricevitori della classe « professionale » provenienti dal « surplus » e che hanno particolarmente interessato gli Om's, si può annoverare anche il tipo CR100 con i suoi similissimi R1297 e B28.

Differenti tra loro solamente per qualche variante costruttiva, sono tutti di produzione inglese e presentano caratteristiche notevoli per l'amatore.

Esiste anche un altro tipo di ricevitore siglato CR200 che, però, è sensibilmente diverso, poichè impiega un minor numero di tubi e riceve entro la banda 15-560 kHz, su 4 gamme.

La pubblicazione di queste note illustrative potrà quindi riuscire utile e gradita specialmente al possessore di qualche esemplare dei tipi suindicati.

GENERALITA'

Il ricevitore navale CR100/2, di cui fig. 2 dà lo schema elettrico è destinato a ricevere segnali modulati in ampiezza e segnali telegrafici non modulati, nel campo d'onda che va dai 10 ai 5000 metri. Unico intervallo di gamma, tra: 420 e 500 kHz.

Le gamme di ricezione sono 6 e precisamente:

I gamma	=	60 kHz	—	155 kHz;
II gamma	=	155 kHz	—	420 kHz;
III gamma	=	500 kHz	—	1,4 MHz;
IV gamma	=	1,4 MHz	—	4 MHz;
V gamma	=	4 MHz	—	11 MHz;
VI gamma	=	11 MHz	—	30 MHz;

Esse sono commutabili mediante l'apposito comando previsto sul pannello frontale.

Impiega i seguenti 11 tubi:

n. 2 del tipo inglese KTW62 = Amplificatrici AF (V_1 e V_2);
n. 1 del tipo inglese X66 = Convertitore di frequenza (V_3);
n. 1 del tipo inglese KTW62 = Oscillatrice separata (V_4);
n. 3 del tipo inglese KTW62 = Amplificatrici MF (V_5, V_6 e V_7);
n. 1 del tipo inglese DH63 = 2ª detectrice, CAV, e preamplificatrice BF (V_8);
n. 1 del tipo inglese KTW62 = 2ª oscillatrice (beat) (V_{10});
n. 1 del tipo inglese KT63 = Finale di potenza (V_9);
n. 1 del tipo inglese U50 = Raddrizzatrice (V_{11}).

La loro posizione sullo chassis è visibile in fig. 3.

Nella Tabella 1 sono riportati alcuni dati d'impiego di detti tipi di valvole ed è indicata l'equivalente con altri tubi della serie americana.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Antenna

Esistono n. 2 entrate d'antenna: una per sistema a bassa impedenza (100-200 ohm) i cui terminali fanno capo, a mezzo delle commutazioni interessate, al primo circuito accordato di entrata; l'altra, per sistema ad alta impedenza, invece, attraverso

TABELLA I

Tipo	Impiego	Accens. [V]	Accens. [A]	Anodo [V]	Anodo [mA]	Schermo [V]	Griglia [V]	[mA/V]	Tipo equiv.
KTV 62	Pentodo amplific. AF a μ variabile	6,3	0,3	260	8	80	3	2—7	6K7
KT 63	Tetrodo amplificat.	6,3	0,7	250	34	2 0	—16,5		ARP17 6L6 (6F6
X 66	Triodo-Esodo	6,3	0,34	250		100	3	c c. 0,2	6K8
DH 63	Doppio diodo-triodo	6,3	0,3	(come la 6Q7)					

una piccola capacità (10 pF) è direttamente collegata al circuito di griglia del I° stadio.

Amplificatore a R.F.

Gli stadi ampificatori ad AF non richiedono alcun commento speciale: è da notare che il guadagno di ogni stadio vien mantenuto costante quasi tu tutte le gamme di ricezione, mentre l'amplificazione del segnale applicato alla griglia della convertitrice risulta notevole. Essa raggiunge un tale livello da consentire un rapporto ottimo segnale-disturbo, sì da rendere poco preoccupante l'apporto di rumore da parte del tubo convertitore.

Com'è noto, nei ricevitori, ogni circuito accordato apporta una percentuale di « noise » ma, si riesce a rendere insignificanti i disturbi generati nelle valvole che seguono, facendo lavorare la prima valvola del ricevitore ad amplificazione spinta, affinchè alla griglia della valvola che segue si presenti un segnale di tale ampiezza per

Fig. 1. - Il ricevitore professionale CR100

cui, l'inevitabile contributo di rumore da parte dello stadio successivo, sia percentualmente il minore possibile.

Sulle scale I, II, III e IV, e cioè fino a 4 MHz la impedenza dinamica del I° circuito accordato è mantenuta sufficientemente alta fino a garantire che il disturbo prodotto dall'agitazione termica in detto circuito, superi lo « shot noise » della valvola.

Il primo, infatti, pone limite alla sensibilità utile del ricevitore. Data la vastità del campo di frequenze esplorabili (10-5000m) nelle 6 gamme, non è stato possibile raggiungere lo stesso risultato su tutte le frequenze comprese nelle due gamme più elevate del ricevitore.

Fig. 3.

Amplificatore a M.F.

Dall'esame dello schema-commutazioni per la selettività variabile, appare che, allorquando il « pass-band » si porta su 6000 o 3000 Hz, il cristallo resta escluso e vengono altresì variate le connessioni dei circuiti accordati che seguono appunto il primo amplificatore a media frequenza.

Sulle posizioni 1200 e 300 Hz il cristallo viene inserito e precisamente tra il circuito di placca dello stadio convertitore e l'entrata alla prima valvola amplificatrice di MF con i relativi organi per la regolazione della banda passante, della reiezione e frase. In queste condizioni di lavoro nel primo circuito accoppiato non si provoca alcuna perdita nè guadagno, restando unicamente alterata fase ed impedenza. Il secondo circuito, invece, resta permanentemente neutralizzato e si è ottenuto, con stretta approssimazione, un passaggio di bande simmetriche indipendente.

Per il filtro a 100 Hz i circuiti a MF restano nelle medesime condizioni che a 300; si ottiene un'ulteriore selezione inserendo nei circuiti a BF un filtro con frequenza « ottima » di circa 1000 Hz. L'azione selettiva addizionale conferita da questo filtro è limitata unicamente alla ricezione di segnali non modulati. L'uso del « pass-band » su 100 Hz riesce eccessivamente selettivo sulle altissime frequenze, mentre sulle più basse fornisce un grado di selettività ancora apprezzabile.

C.A.V.

La tensione per il CAV è ottenuta dalla seconda rivelatrice DH63, del resto impiegata con circuito del tutto convenzionale. Il segnale viene prelevato sulla placca dell'ultima amplificatrice a MF ed applicato ad un diodo. La tensione CAV, quindi, viene portata a controllare entrambi le amplificatrici in AF e le prime due amplificatrici in MF.

Le costanti di tempo assegnate riescono utili sia nella ricezione fonica che telegrafica (a CAV incluso). Infatti, anche durante la ricezione di segnali telegrafici trasmessi con cadenza relativamente lenta, l'azione del CAV non dà alcun disturbo. Le commutazioni per la inclusione ed esclusione del controllo avvengono in sincronismo con le commutazioni che interessano l'oscillatore di nota.

Le posizioni di scatto sono cinque; e precisamente: 2 per la ricezione di onde modulate, (1 con CAV, senza CAV), 2 per ricezione di onde non modulate (1 con CAV, 1 senza CAV) ed 1 posizione centrale (stand-by), da usare per temporanee sospensioni di ricezione. Viene così a mancare durante queste brevi pause, l'alimentazione ad alta tensione ad alcune valvole (vedi schema elettrico); i filamenti delle valvole restano invece accesi ed il ricevitore conserva la sua normale temperatura di lavoro.

Side Tone

Nel retro del ricevitore esiste uno zoccoletto (vedi fig. 4) a 2 prese normalmente cortocircuitate dall'inserzione di uno spinotto-ponte («listening THRO» - vedi schema elettrico). Nelle condizioni di corto circuito il ricevitore acquista maggiore sensibilità, viceversa, con le connessioni aperte, il ricevitore diventa meno sensibile e in tal caso il « guadagno » viene determi-

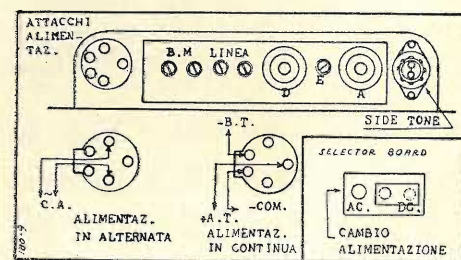
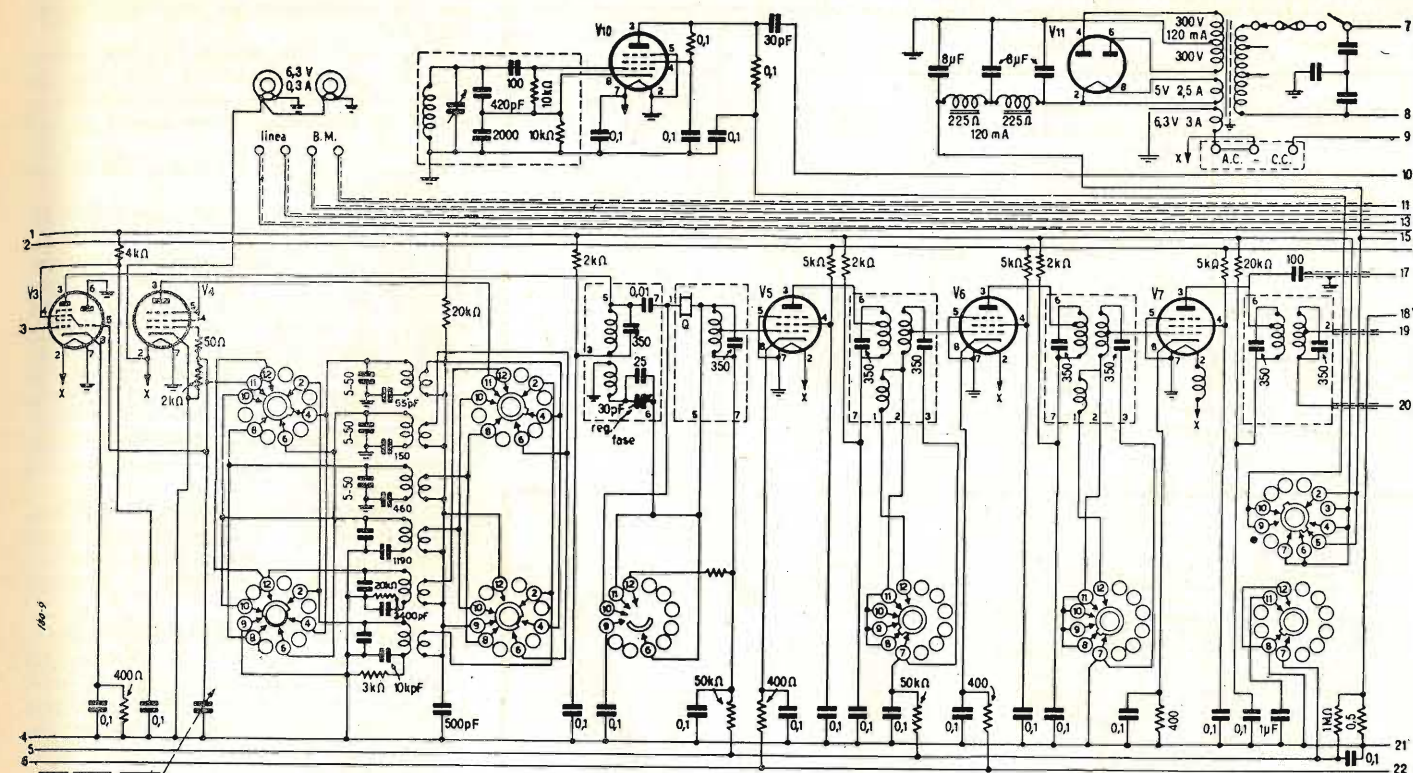



Fig. 4.

nato dalla posizione del potenziometro ausiliario che normalmente trovasi nella parte interna del ricevitore (nel tipo CR100). Questo dispositivo è stato previsto per l'uso del ricevitore nel controllo della emissione di un trasmettitore locale abbinato (monitore). Si rende allora necessaria la desensibilizzazione del ricevitore ed all'uopo si agisce sul potenziometro ausiliario scegliendo un'opportuna posizione di regolazione che dipenderà dalla intensità del segnale

localmente emesso e ricevuto. In tal caso la connessione potrebbe essere comandata con circuito proprio insieme alle varie commutazioni che generalmente accompagnano un passaggio « trasmissione - ricezione ».

Secondo oscillatore e rivelatore

Il secondo oscillatore che fa pure uso di un tubo KTW62 è accoppiato elettrostaticamente all'ultimo stadio di MF. La frequenza di questo oscillatore è variabile a mezzo di un comando situato sul pannello e così la risultante nota di battimento può essere regolata a piacere. L'ampiezza dell'oscillazione è tale da poter modulare anche un segnale di alto livello presente sul diodo, ma resta al disotto della tensione di ritardo del CAV e perciò non disturba i circuiti del controllo automatico di volume. Una efficace schermatura dei componenti e circuiti del secondo oscillatore impedisce che le sue armoniche possano interferire col segnale in arrivo.

La bassa frequenza

Il triodo preamplificatore a BF è accoppiato mediante resistenze-capacità al tetrodo finale salvo che per la posizione 100 Hz del « pass-band ». Infatti, in questa condizione di funzionamento, tra la preamplificatrice e l'amplificatrice a BF viene inserito un filtro di caratteristiche adatte. In ambedue i casi, il guadagno in BF resta uguale.

Le uscite in BF sono tre:

a) 2 prese a jack sul pannello frontale per cuffie telefoniche; il massimo livello utilizzabile su queste uscite è di circa 8 dB al disotto di 1 milliwatt, per cui risulta impossibile qualsiasi sovraccarico sonoro con stazioni molto potenti;

b) 1 presa per bobina mobile di 3 ohm con 2 watt di utilizzazione; questa uscita resta interrotta dalla inserzione di jack nella presa per cuffie;

c) 1 presa per linea a 600 ohm, con livello massimo di uscita del valore convenzionale di circa 2 milliwatt. L'inserzione di jack per cuffia non provoca alcuna interruzione, cosicchè resta possibile un ascolto-controllo locale quando la ricezione viene passata in linea.

Le prese di cui *b*) e *c*) sino accessibili nel retro del ricevitore su apposita piastrina (fig. 4).

Alimentazione

L'alimentatore incorporato nell'apparecchio è composto da:

— n. 1 valvola raddrizzatrice U 50;

— dal trasformatore di alimentazione munito di cambio tensioni, dagli organi di filtraggio e livellamento.

Le prese ricavate sul primario del tra-

TABELLA II

Gamma	Frequenze	« A »	« B »
I	60 kHz 155 kHz	1,5 μV 1,2 μV	2,0 μV 2,0 μV
II	155 kHz 420 kHz	1,4 μV 1,3 μV	2,0 μV 2,0 μV
III	500 kHz 1,4 MHz	1,4 μV 1,3 μV	2,0 μV 2,0 μV
IV	1,4 MHz 4 MHz	1,6 μV 1,2 μV	2,0 μV 2,0 μV
V	4 MHz 11 MHz	1,9 μV 1,4 μV	4,0 μV 2,0 μV
VI	11 MHz 28 MHz	3,6 μV 1,7 μV	5,0 μV 3,0 μV

Fig. 5. - Comportamento del CAS in funzione del rapporto segnale-disturbo. Quinta gamma, frequenza 11 MHz. Entrata attraverso una resistenza antiduttiva di 100 ohm, banda passante 3 kHz. *A* = Uscita dovuta a segnale modulato al 40 % a 400 Hz. *B* = Uscita con modulazione esclusa. *C* = L'entrata richiesta per dare un rapporto segnale-disturbo di 10 dB, varia tra 1,0 e 5,0 microV. *D* = Rapporto segnale-disturbo massimo, fari a 30÷45 dB.

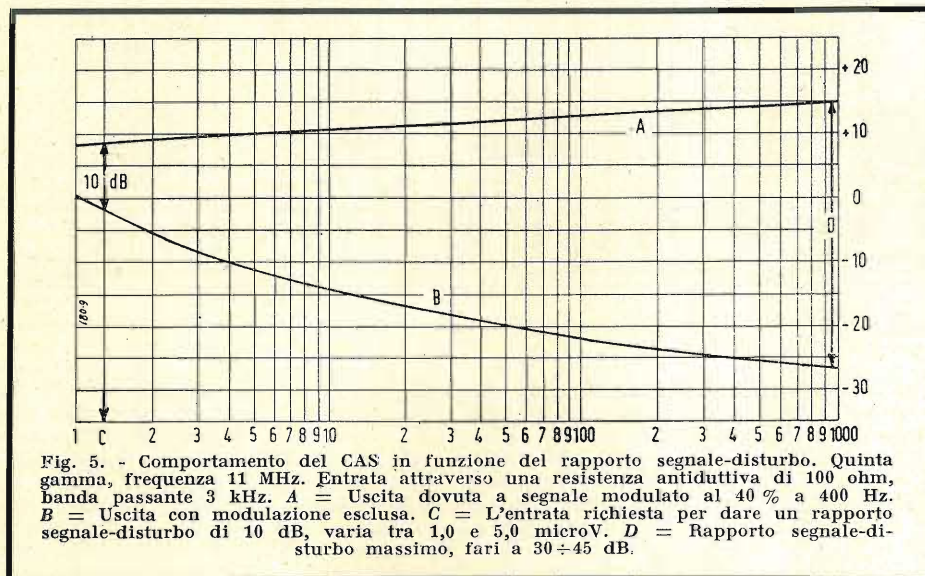



TABELLA III

Gamma	Frequenze	Attenuazione segnale immagine	
		« A »	« B »
I	60 kHz 155 kHz	100 dB 100 dB	100 dB 100 dB
II	155 kHz 420 kHz	100 dB 100 dB	100 dB 100 dB
III	500 kHz 1,4 MHz	100 dB 100 dB	100 dB 100 dB
IV	1,4 MHz 4,0 MHz	100 dB 80 dB	100 dB 70 dB
V	4,0 MHz 11,0 MHz	94 dB 60 dB	84 dB 50 dB
VI	11,0 MHz 28,0 MHz	59 dB 30 dB	50 dB 25 dB

TABELLA IV

Posizione pass-band	« A » Totale larghezza di banda per attenuazione entro:			« B » Totale larghezza di banda per attenuazione compresa entro 6 dB
	6 dB	40 dB	60 dB	
6 kHz	6 kHz	16 kHz	21 kHz	5 - 8 kHz
3 kHz	2,7 kHz	8,5 kHz	13 kHz	2 - 3,5 kHz
1,2 kHz	1,2 kHz	5,4 kHz	8,8 kHz	1,0 - 1,5 kHz
0,3 kHz	0,35 kHz	4,5 kHz	6,8 kHz	0,25 - 0,45 kHz

sformatore lo rendono adatto a funzionare con i seguenti voltaggi: 200-315; 220-230; 240-250 V.

Frequenza = 50 periodi. Fusibile tarato a 2 A. Un interruttore a leva disposto sul pannello frontale comanda l'accensione o non del complesso. Il consumo è di circa 85 watt.

L'apparecchio può funzionare anche con alimentazione da batterie.

Per i collegamenti da eseguirsi vedere gli attacchi indicati in fig. 4.

Nell'interno dell'apparecchio una commutazione a ponticello è prevista per il passaggio dell'alimentazione a corrente alternata a quella in corrente continua (vedi fig. 4).

Per il funzionamento si richiede l'impiego di n. 2 batterie: 1 per la bassa tensione (accumulatore 6 V - 4 A), 1 per l'alta (batteria di circa 250 V - 100 mA). L'apparecchio può dare un risultato ancora soddisfacente con impiego di batteria anodica a 160 V-60 mA.

E' ancora possibile ottenere il funzionamento dell'apparecchio con un solo accumulatore a 6 volt e forte capacità, mediante l'impiego di un vibratore o survoltore rotante.

SENSIBILITA' DEL RICEVITORE

La massima sensibilità utile è limitata dal rumore generato nello interno del ricevitore.

Il CAS comincia a far sentire la propria azione con segnali in entrata di valore superiore a quelli indicati per ogni scala.

Nella Tabella II sono annotati i valori di entrata indispensabili per assicurare ancora un buon rapporto segnale/disturbo essendo attivo il CAV.

RAPPORTO SEGNALE/DISTURBO

— Per segnali modulati-rapporto 10 dB — ed è il rapporto tra le due uscite:

a) con entrata modulata a 400 Hz al 40 %, e

b) con modulazione assente.

— Per segnali non modulati-rapporto di 20 dB — ed è il rapporto tra l'uscita a BF ottenuta dal secondo oscillatore con i segnali di entrata indicati e l'uscita prodotta dal rumore del ricevitore a segnale del generatore mancante.

AZIONE DEL CONTROLLO AUTOMATICO DI SENSIBILITA'

L'effetto del CAS è tale che l'uscita in BF resta costante intorno a ± 3,5 dB per una variazione del segnale in entrata di 60 dB oltre i valori di entrata indicati in Tabella II.

Per le misure, l'uscita del generatore di segnali va collegata ad un terminale della presa d'antenna « D » attraverso una resistenza antinduttiva di 100 ohm, mentre l'altro terminale della medesima presa « D » va collegato alla massa del ricevitore « E ». Sarà usata la banda passante di 3 kHz.

Le curve di fig. 5 mostrano il comportamento del CAS in funzione del rapporto segnale/disturbo, ed è stata ricavata sulla quinta gamma. Frequenza = 11 MHz.

SELETTIVITA'

Alta Frequenza

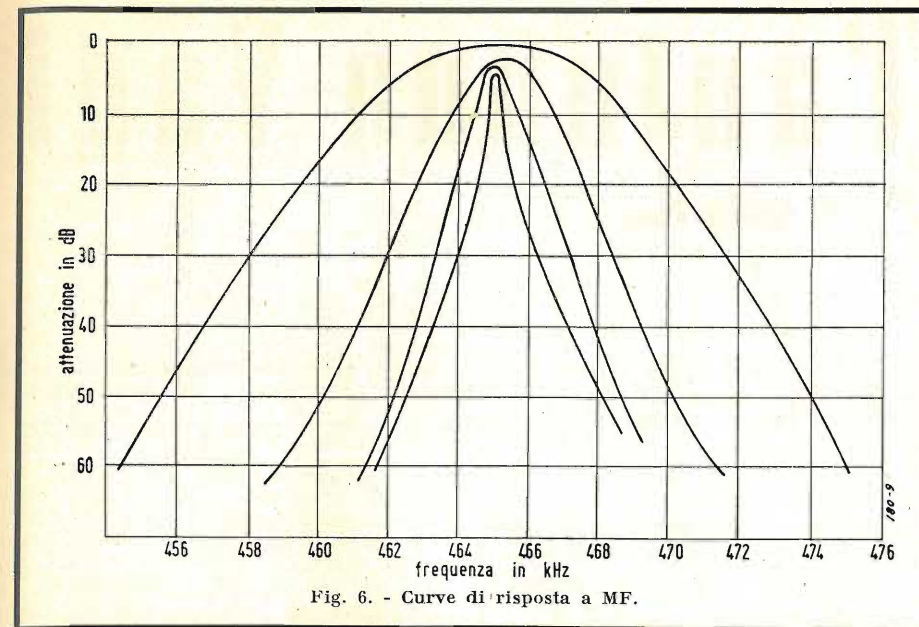
La Tabella III riportta di fianco, mostra l'attenuazione prodotta al segnale imagine, dai circuiti ad alta frequenza.

Nelle colonne « A » sono riportati i valori tipici misurati su di un ricevitore prototipo;

nelle colonne « B » i valori minimi tollerati per tutta la produzione dei ricevitori:

Media Frequenza

La banda media passante per i circuiti accordati a MF è di 465 ± 2 kHz (frequenza del cristallo).

Nella Tabella IV sono indicati, per le 4 posizioni di funzionamento del « passband » i limiti assegnati e quindi la « barriera » opposta a segnali di canale adiacente.

Anche qui nella colonna « A » sono riportati i valori ricavati da misure eseguite su di apparecchio prototipo, mentre in « B » i minimi di tolleranza ammessi.

In figura 6 e figura 7 le curve di risposta a MF e da BF in funzione delle 4 posizioni del controllo di selettività.

Fig. 6. - Curve di risposta a MF.

Bassa Frequenza

La risposta in BF può considerarsi costante, variando di un piccolo valore entro ± 4 ½ dB, tra 100 e 6000 Hz.

L'inserzione del filtro a BF con il « passband » sulla posizione 1000 Hz assicura il passaggio di una stretta banda di frequenze, pari circa a 100 Hz con un'attenuazione inferiore di 6 dB.

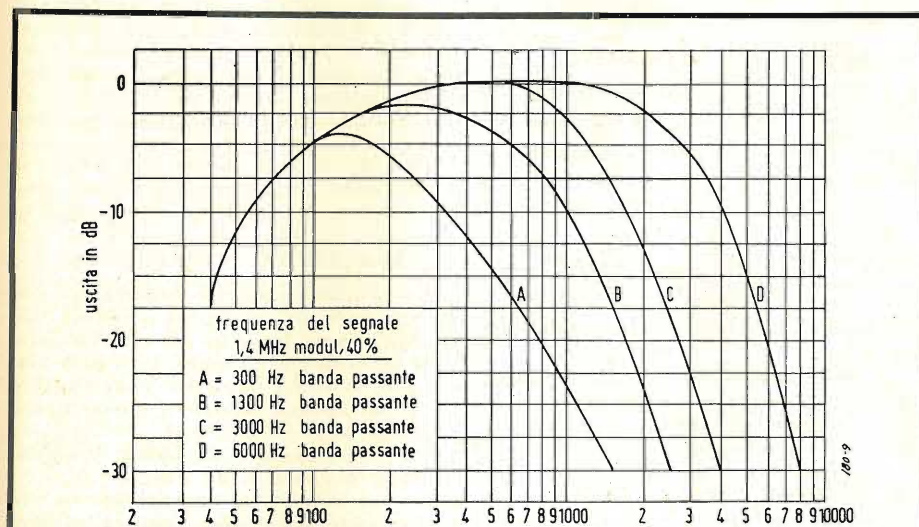
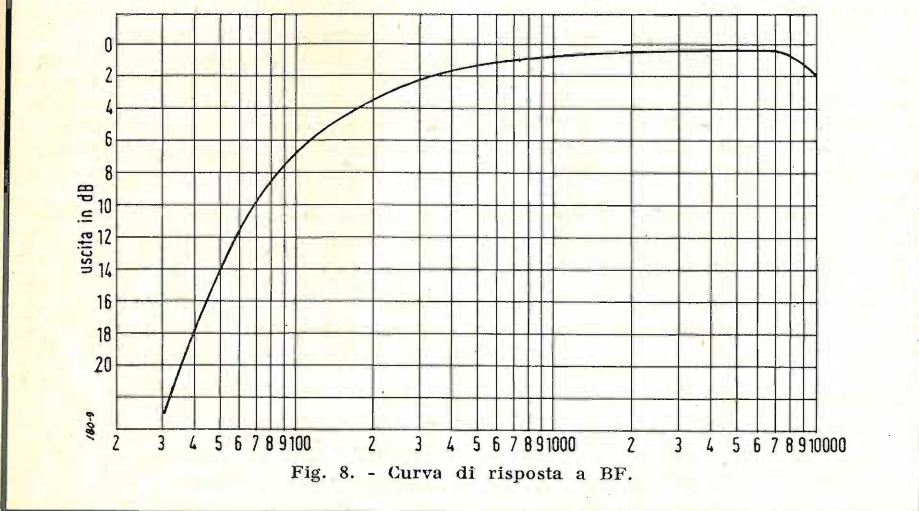



Fig. 7. - Curve di risposta a BF in funzione delle 4 posizioni del controllo di selettività.

Fig. 8. - Curva di risposta a BF.

L'attenuazione per frequenze superiori a 200 Hz è di almeno 20 dB. La curva di fig. 8 dà la risposta a BF.

COSTITUZIONE MECCANICA

Meccanicamente robusto, il ricevitore ha l'aspetto illustrato in fig. 1 e si compone di 4 parti principali indipendenti tra loro. Esse sono: il cofano con coperchio superiore, il telaio, il pannello frontale, il coperchio inferiore per la chiusura del telaio.

Il pannello frontale, avvitato ai bordi del cofano ed allo chassis risulta facilmente asportabile dopo di aver rimosso le varie manopole e la ghiera ad anello dell'interruttore generale. La rimozione del coperchio di fondo del telaio rende accessibili comodamente tutti gli organi per l'allineamento dei circuiti ad AF non che i circuiti di alimentazione valvole.

Il blocco condensatori variabili forma un complesso unico con il meccanismo demoltiplicatore del comando sintonia, con il tamburo-scale e con il sistema calibrato per minimi apprezzamenti. Grazie ad esso ogni frequenza di ricezione può essere definita da tre indicazioni:

L'esplorazione completa di ciascuna gamma e cui corrisponde la corsa longitudinale dell'indice sul tamburo, avviene su 9000° di rotazione complessiva del comando principale sintonia. Un quadrante graduato da 0 a 25 permette la lettura, tra due tacche, relativa allo spostamento di 360°; un secondo quadrante, di più ampie proporzioni, è graduato da 0 a 10 ed una divisione comprende lo spostamento prodotto da una rotazione di 36°, pari praticamente a 5 kHz sulla banda di 30 MHz.

OSSERVAZIONI

Il ricevitore descritto si presta egregiamente alle modifiche ed adattamenti che normalmente l'OM preparato usa praticare.

Potrà ciò essere argomento di una prossima nota.

A titolo di cronaca diciamo che, in una sua corrispondenza da Stockport (Gran Bretagna), ove si è recentemente recato, il nostro amico OM di Ivrea I1BZZ, ci comunicava di aver constatato personalmente quanto grande fosse il prestigio di cui il CR100 gode presso gli OM's/G. Colà, infatti, dove manca il « surplus » americano, esso occupa posizioni di primissimo ordine, ed in qualche caso, le modifiche apportate da un intelligente OM (impiego di valvole Rimlock, ecc.) lo hanno reso tanto interessante da poterlo ben tenere a confronto dei più noti e quotati radioprofessionali. *

NUOVO TRASMETTITORE PER IL TERZO PROGRAMMA

Un cambiamento che ha migliorato l'ascolto europeo del III programma della R.A.I., è avvenuto nelle onde corte. La stazione di 20 kW di Roma P.S. ha ceduto il proprio posto ad un trasmettitore di 50 kW dislocato a Santa Palomba. La lunghezza d'onda è rimasta invariata: metri 76,34 (3,93 MHz).

Il nuovo trasmettitore può anche funzionare ad onda media e costituisce una buona riserva per le stazioni di Roma I e Roma II, in caso di loro avaria.

NUOVA CULLA

Il giorno 21 luglio 1952 la casa dell'amico Renzo Grumi della « Erre Erre » è stata allietata dalla nascita del piccolo Robertino. Le migliori felicitazioni dalla famiglia de « *l'antenna* ».

Note sull'antenna Yagi

di Amelio Pepe

L'antenna direzionale ad elementi parassiti, costruita la prima volta dal giapponese Yagi, è quella che permette il maggior guadagno con pari ingombro e con la maggior semplicità di costruzione. Essa è perciò la favorita dei radianti, non solo, ma è largamente usata anche in campo commerciale per comunicazioni tra punti fissi.

I dati per la costruzione di una tale antenna vengono ricavati di solito dai grafici su cui è possibile rilevare le spaziature tra gli elementi per il massimo guadagno. Tali spaziature sono (fig. 1) 0,15 λ per il riflettore e 0,1 λ per i direttori. Le lunghezze dei vari elementi vengono ricavate da formule d'uso pratico che, all'incirca, danno per il riflettore il 5 % in più e per i direttori il 4 ÷ 5 % in meno della lunghezza del dipolo alimentato.

Con tali spaziature, e dopo una accurata messa a punto sperimentale delle lunghezze dei dipoli, il guadagno dell'antenna sopra un dipolo semplice è:

per antenna composta di:	guadagno massimo ottenibile:
Radiatore e riflettore	5,4 dB pari a circa 3,5 volte la potenza
Radiatore e direttore	5,7 dB pari a circa 3,7 volte la potenza
Radiatore, riflettore e un direttore	7 dB pari a circa 5 volte la potenza
Radiatore, riflettore e due direttori	9 dB pari a circa 8 volte la potenza

LA RESISTENZA DI RADIAZIONE

Ma c'è una cosa molto importante da considerare costruendo una Yagi, che invece spesso viene trascurata: la resistenza di radiazione. E' noto che essa per un dipolo semplice e lontano da ostacoli è di circa 73 ohm; il che è come dire che il dipolo si presenta alla linea che lo alimenta come una resistenza di 73 ohm. Per il massimo trasferimento di energia e per evitare riflessioni, cioè, perchè tutta l'energia trasportata dalla linea venga trasferita al dipolo e da esso irradiata, è necessario che anche l'impedenza caratteristica della linea sia di 73 ohm.

Se, per ragioni varie, la linea adoperata ha un'impedenza diversa (di solito superiore) occorre inserire tra linea e dipolo un trasformatore, o adattatore d'impedenza, per portarla a tale valore. Si rende necessario perciò conoscere qual'è la resistenza di radiazione dell'antenna. Per una Yagi questo valore dipende dalla spaziatura, dalla lunghezza e dal numero degli elementi parassiti che la compongono; esso scende a valori notevolmente bassi per antenne a molti elementi a spaziatura stretta. Il grafico in fig. 2 dà i valori della resistenza di radiazione per un'antenna composta di dipolo alimentato e riflettore (linea continua) e per un'antenna composta di dipolo e direttore (linea tratteggiata) in funzione della spaziatura. In tale grafico, per ogni spaziatura gli elementi s'intendono sintonizzati per il massimo guadagno (dato in fig. 1). La tabella seguente dà i valori delle resistenze di radiazione per antenne a più elementi con spaziature per il massimo guadagno (riflettore a 0,15 λ, direttore a 0,10 λ):

per antenna composta di:	resistenza di radiazione:
Radiatore e riflettore	25 ohm
Radiatore e direttore	14 ohm
Radiatore, riflettore e un direttore	8 ÷ 10 ohm
Radiatore, riflettore e due direttori	5 ÷ 6 ohm

Resistenze di radiazione di così basso valore non sono desiderabili per tre principali motivi:

1) Il rendimento dell'antenna diminuisce perchè a pari resistenza ohmica (misurata alla frequenza di lavoro) una sempre maggior percentuale di energia andrà dissipata in calore man mano che la resistenza di radiazione diminuisce; possiamo considerare, infatti, le due resistenze in serie e formanti un partitore.

2) Il Q dell'antenna, e perciò la selettività, aumenta di molto; ciò significa che il rendimento dell'antenna è ottimo soltanto su una banda di frequenze più stretta di quella che si ha con il dipolo semplice.

3) L'adattamento alla linea diventa più difficile e la messa a punto (sintonizzazione degli elementi) assai più critica.

Queste sono le più comuni cause di scarsi risultati, di delusioni o di insuccessi per molti che lavorano con le « Beam ».

ANTENNE A SPAZIATURA LARGA

A questi inconvenienti c'è rimedio: quello di usare la spaziatura larga. Ovviamente ciò è possibile soltanto alle frequenze più elevate, perchè le maggiori dimensioni possono costituire un limite pratico alla loro costruzione. Con la spaziatuar larga la resistenza di radiazione non si riduce a valori tanto bassi, e soprattutto la sintonia è più piatta rendendo assai più facile la messa a punto. Logicamente il guadagno non sarà quello massimo, ma risultati concreti saranno raggiunti più facilmente. Una antenna a quattro elementi facente uso di spaziatura larga che può lavorare bene su una banda di un paio di megahertz è la seguente:

lunghezza riflettore	0,496 λ	spaziatura 0,20 λ
lunghezza radiatore	0,470 λ	——
lunghezza primo direttore	0,447 λ	spaziatura 0,20 λ
lunghezza secondo direttore	0,439 λ	spaziatura 0,25 λ

Resistenza di radiazione: circa 28 ohm.

Le Yagi hanno avuto importantissime applicazioni durante la guerra per comunicazioni tra punti fissi (ponti radio) e anche in alcuni tipi di Radar. Orbene, la maggior parte era a spaziatura larga, e questo sta a dimostrare i migliori risultati così ottenibili. Il guadagno era incrementato aumentando il numero degli elementi direttori; in alcuni tipi di antenne sperimentali si arrivò ad alcune decine, con ampiezza del fascio dell'ordine della decina di gradi e meno.

Un'antenna a spaziatura larga molto usata portava quattro direttori spaziati di 0,34 λ e il riflettore a 0,15 λ; la sua resistenza di radiazione era sui 35 ohm. I vantaggi principali che si hanno con antenne di questo tipo sono quelli di poter lavorare su una banda di alcuni megahertz con buon rendimento e di permettere la loro costruzione in base ai dati omettendo, o quanto meno, semplificando le sempre lunghe e tediose operazioni di messa a punto.

ADATTATORI D'IMPEDENZA

Poichè non è possibile disporre di cavi di alimentazione, nemmeno coassiali, di impedenze così basse da poter essere connessi direttamente al centro del dipolo alimentato, si rende necessaria l'interposizione di un sistema adattatore d'impedenza. Numerosi sono i tipi che si possono adoperare; fra i molti, il « folded », o dipolo ripiegato è uno dei più comuni.

Con tale adattatore, tuttavia, occorre tener presente che il suo rapporto di trasformazione è di 1 : 4 per cui l'adattamento può avvenire soltanto nei casi in cui l'impedenza caratteristica della linea sia quattro volte quella dell'antenna.

Altri tipi di adattatori comuni sono i tipi a « T », meno comuni quelli a « gamma », a « delta », a « stub ». Tutti hanno in comune un inconveniente: di richiedere la messa a punto, non essendo possibile un dimensionamento sufficientemente accurato in sede di progetto.

Esiste un altro tipo di adattatore che è particolarmente indicato per le antenne tipo Yagi anche a spaziatura stretta, poichè il rapporto di trasformazione può essere stabilito a seconda delle necessità, e che presenta il vantaggio di non richiedere messa a punto. Questo adattatore appartiene alla famiglia del « folded » e potrebbe essere chiamato per la sua forma « adattatore a dipolo ripiegato a diametri disuguali ». Esso lavora sullo stesso principio del « folded » ma il rapporto di trasformazione è funzione del rapporto fra i diametri e della distanza tra gli elementi.

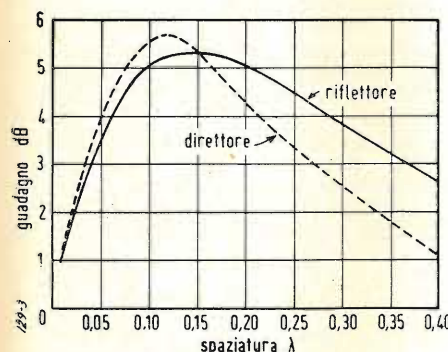
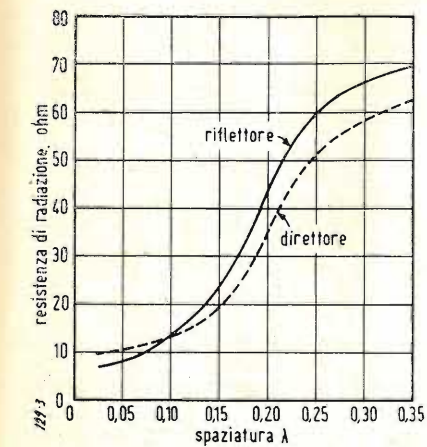
Il grafico in fig. 3 dà la possibilità di calcolare le dimensioni di un tale adattatore per ogni valore di rapporto di trasformazione d'impedenza desiderato. Ad esempio, volendo adattare l'antenna a spaziatura larga prima descritta, la cui resistenza di radiazione è 28 ohm, ad una linea di 300 ohm, si troverà che il rapporto di trasformazione necessario sarà:

300/28 = 10,7

Tracciando sul grafico una linea retta passante al centro per il valore 10,7, si possono scegliere i valori del rapporto tra i due diametri (o i due raggi) e del rapporto tra la distanza fra i centri e il raggio minore.

Così, se il valore scelto del rapporto tra i diametri è uno a quattro, si potrà usare un conduttore (tubo) di 24 mm di diametro e l'altro di 6 mm. La distanza fra i centri sarà data dal rapporto di 13 (letto sul grafico) moltiplicato 3 mm (raggio del conduttore più piccolo) uguale 39 mm. Se fosse stato scelto il rapporto fra i diametri di 1 : 3 le dimensioni sarebbero risultate:

Diametro maggiore	24 mm
Diametro minore	8 mm
Distanza = 7,5 × 4 =	30 mm

Altro esempio: Sia da adattare una Yagi a quattro elementi a spaziatura stretta ad una linea di 300 ohm. Resistenza di radiazione 6 ohm.

Rapporto di trasformazione 300/6 = 50

Rapporto tra i diametri scelto 1 : 6

Diametro maggiore	30 mm
Diametro minore	5 mm
Distanza = 8,5×2,5 =	21,2 mm

Come si vede, il sistema diventa critico sia nella costruzione che nel funzionamento. In tali condizioni è sufficente lo spostamento di un elemento per azione del vento per creare disadattamenti e riflessioni di energia lungo la linea. Una costruzione robusta è oltremodo consigliabile, anche tenendo conto del fatto che elementi di grande diametro, alla robustezza aggiungono i pregi di una minor resistenza ohmica e di un più basso « Q ».

In questo esempio, se la linea da adattare fosse stata di 72 mm (cavo coassiale) il rapporto di trasformazione sarebbe stato di 72/6 = 12, invece che di 50, rendendo meno facili disadattamenti accidentali.

Quando antenna e linea sono bene adattate tra loro e lungo la linea non ci sono irregolarità che possono provocare riflessioni, il sistema antenna-linea si presenta al tank del finale come carico puramente resistivo e, perciò, non ne disturba la sintonia. Ma se parte dell'energia viene riflessa, si vedrà che variando l'accoppiamento d'antenna occorre ritoccare il condensatore del tank per « rifare il minimo ». Questa è una indicazione di disadattamento che, fin dove è possibile, occorre evitare.

*

Fig. 3

Fig. 2

N.d.R. - Il grafico di fig. 3 è ricavato dal volume « The Radio Amateur's Handbook », pag. 323 dell'ediz. del 1951.

IN BREVE

Una pubblicazione interessante è il « World Radio Handbook bulletin » edito da O. Lund Johansen. L'editore, che è famoso in tutto il mondo per il « World Radio Handbook for listeners » e per il « World Radio Valve Handbook » (che sarà prossimamente edito in lingua italiana dalla « Editrice Il Rostro »), chiede a tutti i radioamatori delle onde corte una partecipazione alla formazione di questo bollettino. Tutti i radioamatori che sono a conoscenza di notizie su programmi, stazioni ad onde corte, notizie che concernono la vita delle stazioni stesse, sono pregati di volerle inviare o direttamente: Lindorfsallé I - Hellerup (Copenaghen - Denmark) oppure inviarle al signor Pisciotta Antonino, Via San Francesco d'Assisi 36-C, Opera (Milano).

* * *

Su 7200 kHz dalle 14 alle 16 e dalle ore 21,30 alle 01,00 è in aria una stazione « Radio Juventud de Cadiz » spagnola. Caratterizzata da una buona modulazione e discreta potenza.

Un'altra « Radio Juventud de Murcia » emette con buoni risultati sulla frequenza di 7104 kHz. Il programma giornaliero va in onda dalle ore 13 alle 14 e dalle 21 alle 23,30.

I varistori Philips "VRD"

La nostra rivista ha largamente divulgato a suo tempo le proprietà e le applicazioni dei termistori e largo è stato l'interesse che questi hanno suscitato nell'ambito dei nostri lettori.

La ragione di tanto interesse fu motivata dai seguenti fattori: vasto campo di applicazione, economia di costo e di spazio e sopratutto facile reperibilità di questi elementi sul nostro mercato, cosa questa che permetteva una pronta adozione delle applicazioni descritte previa una facile sperimentazione. Anche dei varistori s'occupò la nostra rivista ma sempre in descrizioni di applicazioni di oltre frontiera giacchè tale prodotto non era allora reperibile con facilità in Italia. La **Philips Italiana** ha ora arricchito la sua gamma di prodotti con i varistori che diventano così di facile approvvigionamento sia per il campo sperimentale che per quello produttivo. I nostri affezionati nelle colonne che seguono troveranno una completa e dettagliata documentazione di queste speciali resistenze il cui campo di applicazione, come appresso descritto, è di vastissime proporzioni.

INTRODUZIONE

La maggior parte dei conduttori di corrente hanno una resistenza costante, cioè, la loro caratteristica corrente-tensione è lineare.

Invece la resistenza dei numerosi semi-conduttori non è costante. E' per questo che il valore ohmico delle resistenze « NTC » (termistori) varia con la temperatura: assa diminuisce considerevolmente per temperatura in aumento.

Le resistenze « VDR » si caratterizzano dal fatto che il valore varia con la tensione applicata: la loro resistenza si abbassa fortemente allorchè la tensione aumenta. Mentre, per una resistenza ohmica, l'intensità di corrente è proporzionale alla tensione (vedere A, fig. 1), per una « VDR » l'intensità di corrente è proporzionale alla terza e alla quinta potenza della tensione (v. B, fig. 1).

Questa importante proprietà può ve-

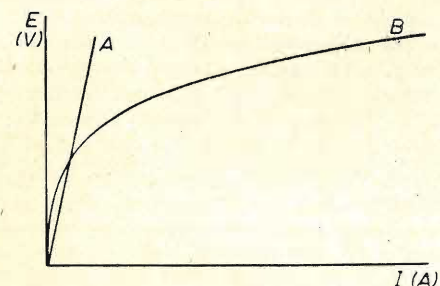



Fig. 1

nire spiegata in più modi: le applicazioni più importanti e d'altronde le più indicate sono la soppressione dello scintillio all'atto dell'apertura e chiusura e la protezione contro le sovratensioni in genere.

Le resistenze « VDR » permettono di risolvere dei problemi con soluzioni semplici **ma più efficaci, più sicure** e meno costose, inoltre, queste resistenze sono poco ingombranti.

La materia **resistente « VDR » è costituita** da granelli di silicio, cementati con l'intervento di una sostanza legante. In generale, essa si presenta sotto forma di dischi di diversi diametri e di diversi spessori.

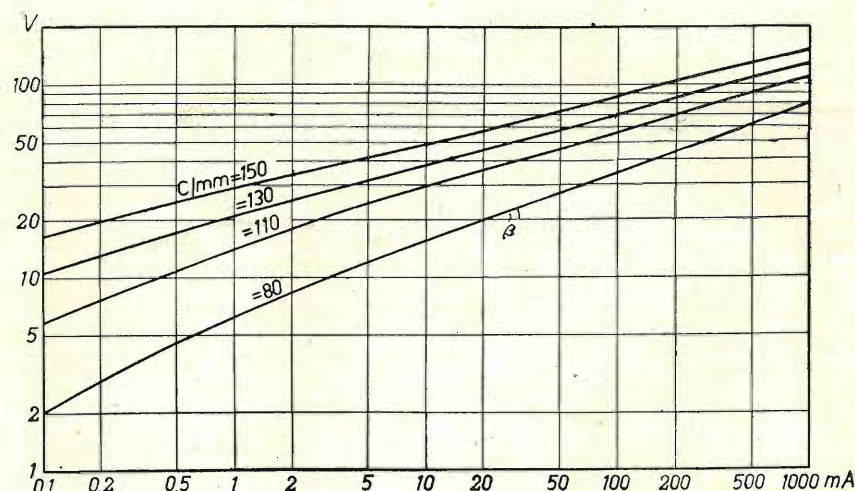



Fig. 2

PROPRIETA' ELETTRICHE

Quando ad un conduttore di resistenza R, si applica una tensione E, l'intensità di corrente per la legge di Ohm è:

$$I = \frac{E}{R}$$

Il comportamento delle resistenze « VDR » per una tensione continua si esprime con la formula:

$$I = KE^{\alpha}$$

in cui K è una costante (uguale alla intensità della corrente in ampère per E = 1V) ed α una misura di variazione in funzione della tensione.

Si può scrivere così:

$$E = CI^{\beta}$$

espressione nella quale $C = 1/K^{\beta}$ (uguale alla tensione in volt per I=1A)

$$\text{e } \beta = 1/\alpha.$$

Per una data resistenza, tanto le costanti K e C, che gli esponenti α e β hanno un valore determinato, che resta costante per densità di correnti comprese fra 0,1 mA e 1A circa per cm² di sezione del materiale. Per densità di correnti inferiori a 0,1 mA/cm² α **diminuisce**, ma il materiale conserva il suo carattere non-lineare.

Il **valore degli esponenti** dipende dalla composizione delle resistenze e dalla loro fabbricazione; α può variare da 3 a 6. Se non altrimenti specificato, l'α delle resistenze « VDR » fornite è compreso fra 4 e 5 ($\beta = 0,20 \div 0,25$).

La **costante** C dipende non solamente dalla composizione e dal metodo di fabbricazione, ma anche dalla forma e dalle dimensioni delle resistenze.

Per le « VDR » in forma di dischi, C è proporzionale allo spessore l del disco e inversamente proporzionale alla potenza β della sezione circolare S:

$$C = Kl/S^{\beta}$$

Dunque, perchè C sia piccolo, bisogna che il disco sia sottile.

Nel caso di una sezione di circa 5 cm², C è normalmente all'incirca di 150 per mm di spessore del disco.

Come lo dimostrano i **grafici corrente-tensione** della figura 2, per valori deboli di C/mm, β aumenta leggermente. Questa figura dà, a doppia scala logaritmica, la variazione della tensione in funzione della intensità di corrente, in modo che β è rappresentato dalla inclinazione dei grafici.

Le variazioni della temperatura non provocano una notevole modificazione degli esponenti α e β; di modo che C diminuisce a temperatura in aumento.

Perciò, le resistenze « VDR » hanno un **coefficiente di temperatura negativo:** quando la tensione resta costante l'intensità della corrente diminuisce di circa 0,60% per °C, mentre quando l'intensità della corrente resta costante, la ten-

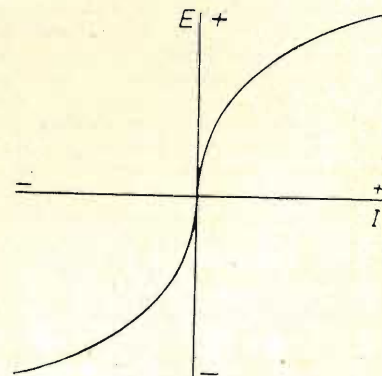



Fig. 3

sione diminuisce di circa 0,12% per °C.

Le proprietà elettriche delle resistenze « VDR » sono particolarmente **stabili** (fin tanto che non si cagiona forte sovraccarico); esse non sono influenzate dalla pressione meccanica, nè da urti.

COMPORTAMENTO ALLE TENSIONI ALTERNATE

Uno dei grandi vantaggi del materiale « VDR » è l'assenza totale di effetto polare, cioè che il grafico **corrente-tensione** è rigorosamente simmetrico (vedi fig. 3). Così l'applicazione d'una tensione alternata non provoca alcun effetto di raddrizzamento.

Benchè la corrente sia costantemente in fase con la tensione che resta simmetrica, la curva della corrente prende tutt'altra forma di quella della tensione, in seguito alla forte variazione della resistenza del materiale al variare della tensione. La fig. 4 ne costituisce un esempio tipico per una tensione alternata sinusoidale. La corrente risultante comporta una percentuale elevata di terza armonica.

Per un valore efficace E_{eff} della tensione alternata (e per $\alpha = 4$), l'intensità della corrente è circa 2 volte più grande che nel caso di una tensione continua $E = E_{eff}$, cioè: la perdita di energia, oppure il calore dissipato in una resistenza « VDR » è per una tensione alternata efficace E_{eff} ed una intensità efficace I_{eff} della corrente:

$$P = FE_{eff}\, I_{eff}.$$

In questa espressione, F è un fattore di rendimento dovuto alla deformazione della curva della corrente in rapporto alla curva della temperatura. Per $\alpha = 4$, $F = 0,92$.

A **frequenze crescenti**, la variazione con la tensione diminuisce in seguito al passaggio della corrente capacitativa. Da ciò, il grafico corrente-tensione, visto sullo schermo di un oscillografo, presenta la forma di una curva di isteresi (v. fig. 5).

La fig. 6 indica le possibilità di impiego alle frequenze elevate; determina (a doppia scala logaritmica) le caratteristiche corrente-tensione per diverse frequenze.

Nella maggior parte delle applicazioni si può considerare che, fino a 10 kHz, α resta praticamente invariato, almeno per le tensioni non troppo basse.

PROPRIETA' GENERALI

Le proprietà meccaniche delle resistenze « VDR » corrispondono a quelle delle stoviglie non smalatate.

Il materiale è di grana fine, poroso (fino a circa 15%) e particolarmente duro. Sebbene sia assolutamente insensibile all'acqua, tuttavia è **raccomandabile di impregnare** quelle resistenze da utilizzare in luoghi umidi, alfine di evitare le correnti di fuga di forte intensità.

Il materiale resistente delle « VDR » può sopportare temperature elevate, ma, per evitare l'ossidazione delle superfici di contatto e per proteggere il mezzo di eventuale impregnazione, è necessario limitare la **temperatura di funzionamento** a 100°C.

Il peso specifico apparente è di circa 2,4; il calore specifico è di circa 0,17 Cal.

FORMA DI ESECUZIONE

Le resistenze « VDR » si presentano normalmente sotto forma di dischi piatti che possono essere forati al centro. Le dimensioni normali sono (fig. 7):

D mm	d mm
12,5	—
17,5	—
25	—
25	4,5
40	—
40	5,5

Su richiesta vengono realizzati altri diametri.

Lo spessore l è, in tutti i casi di almeno 0,8 mm, ma, può essere fissato secondo il bisogno.

Le due facce piane del disco sono ri-

Fig. 4

coperte di una lamina metallica per assicurare il contatto. A seconda dei casi, si può saldare un filo oppure utilizzare il contatto per pressione.

L'apertura centrale è spesso praticata per fissare i dischi sopratutto quando abbisognano parecchie unità.

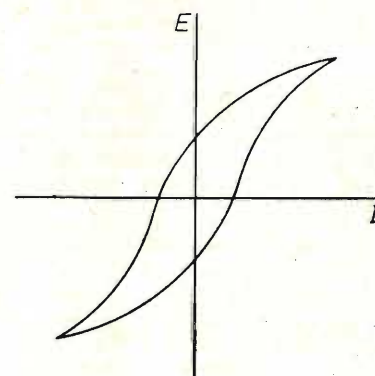



Fig. 5

CARICO AMMISSIBILE

Questo viene determinato dal fatto che la temperatura non deve sorpassare 100°C e dipende dunque dalla dissipazione del calore.

Nel caso di una carica continua di 1W, in aria ferma di 20°C, una resistenza « VDR » di 25 mm di diametro

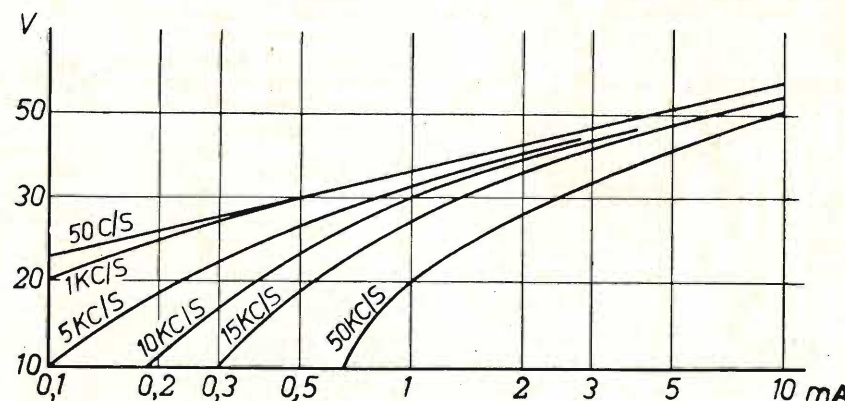



Fig. 6

ed un millimetro di spessore (superficie esterna: 10,6 cm²) acquista una temperatura di circa 70°C; la resistenza può ancora riscaldarsi di 30°C, per esempio nell'assorbimento delle punte di carico da sopprimere. In tali condizioni, un carico sufficiente di sicurezza, è, in generale, 0,08 W per cm² di superficie esterna. L'impiego di alette di raffreddamento, con raffreddamento in aria od in olio, permette evidentemente di aumentare notevolmente il carico.

Carichi di breve durata possono oltrepassare considerevolmente i valori sopra menzionati. Una delle possibilità caratteristiche di utilizzazione delle resistenze variabili con la tensione, sta precisamente nel fatto che esse possono sopportare, durante brevissimo tempo, correnti di intensità relativamente elevate: alla tensione normale, la «VDR» non lascia passare che una corrente di debole intensità; una sovratensione si produce allorchè si ha un rapido abbassamento della resistenza, ed una certa quantità di energia viene assorbita senza che la sovratensione possa raggiungere un valore pericoloso.

La quantità di energia che viene così consumata, è proporzionale al volume della resistenza « VDR ». Se si ammette che il tempo disponibile per la dissipazione del calore **sia nullo**, un aumento di temperatura di 30°C è provocato da 45W sec per cm³ di materiale resistente.

Va da sè che se viene raggiunta la temperatura di 100°C una punta di energia è ammissibile solo dopo che la resistenza è raffreddata di un numero di gradi uguale all'aumento della temperatura che provoca la punta.

D'altra parte, temperature accidentate superiori a 100°C non sono dannose.

APPLICAZIONI

Senza avere la pretesa di una completa nomenclatura ecco alcuni esempi di utilizzazione di resistenze variabili con la temperatura.

1 - **Soppressione degli archi di rottura e spegnimento delle scintille ai contatti.**

La brusca interruzione di corrente

nel carico induttivo, provoca una notevole tensione indotta. Per es. è così che accade nell'apertura di un circuito ad opera di un relais di massima (L figura 8); che può provocare una sovratensione uguale a 50 volte la tensione

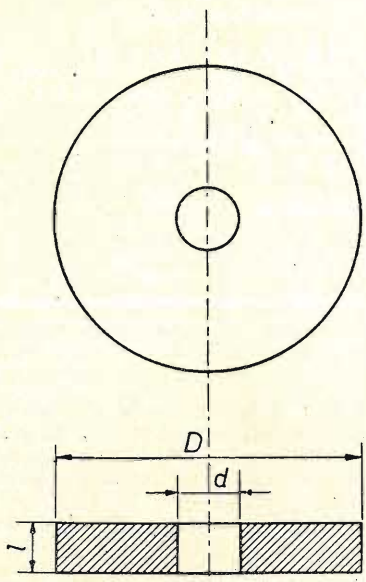



Fig. 7

normale. Queste punte di tensione provocano non solo violenti scintille ai contatti accompagnati da noiosi parassiti radiofonici, ma possono anche determinare la formazione di archi.

Quando si « shunta » la bobina con una resistenza « VDR » il transitorio di chiusura o apertura è molto attenuato.

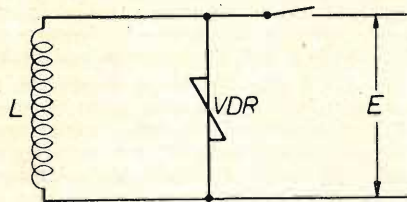



Fig. 8

Un intelligente impiego permette di fare in modo che quando la tensione è normale, la resistenza non-lineare non lasci passare che una corrente di debole intensità. Poichè, in seguito alla chiusura od apertura, la tensione aumenta, il valore ohmico della « VDR » diminuisce e l'intensità della corrente che vi passa, aumenta; l'energia accumulata nella bobina è evacuata rapidamente attraverso la resistenza « VDR ».

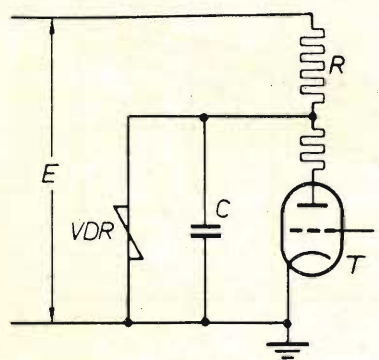



Fig. 9

Paragonate alle resistenze lineari, utilizzate per lo stesso scopo, le « VDR » offrono il vantaggio non solo di essere poco ingombranti e di assorbire poca energia, bensì di rendere molto più corto il tempo del transitorio.

In confronto ai dispositivi di protezione che agiscono per formazione d'arco, le « VDR » offrono il vantaggio che il loro funzionamento non viene soggetto ad un valore elevato della tensione e che questo funzionamento cessa allorchè la tensione è ritornata al suo valore normale.

Una variante di ciò che andiamo ad esporre, si riscontra frequentemente nei **relais**, nei quali la soppressione delle scintille è un punto particolarmente interessante. In generale, le scintille si sopprimono totalmente con l'aiuto di una sola resistenza « VDR », fino ad una tensione nominale di 100V, ed una corrente di rottura di una intensità di 0,2A purchè l'induttanza non sia particolarmente elevata.

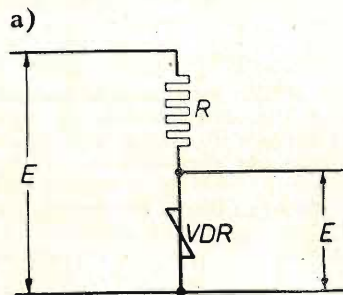
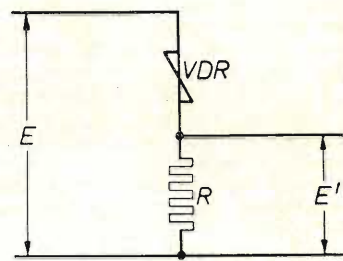



Fig. 10

2 - Protezione contro le tensioni anormali.

In parecchi montaggi, un difetto locale può sottomettere certi organi, come i tubi, i relais, gli apparecchi di misura ecc., a delle tensioni molto più elevate della tensione normale, ciò che può evidentemente determinare fastidiose conseguenze.

Una efficace protezione si ottiene shuntando tali organi con una resistenza « VDR ».

3 - Protezione dei condensatori di filtro.

La corrente anodica di un tubo elettronico (p. es. il triodo T della fig. 9) attraversa in generale una o più resistenze (R) in serie, circuito che porta la tensione disponibile E al valore desiderato della tnesione anodica. Per evitare dannosi accoppiamenti, è stato previsto un condensatore C di filtro.

L'inserzione allo stato freddo, richiede un certo tempo perchè la temperatura del catodo raggiunga il valore desiderato per l'erogazione della corrente anodica; durante questo periodo, tutta la tensione E è applicata al condensatore, che deve essere dimensionato di conseguenza.

Il « shuntaggio » del condensatore con una resistenza « VDR » permette di ottenere che, in ogni caso, la tensione applicata al condensatore non oltrepassi notevolmente la tensione anodica normale, ciò che permette di ridurre considerevolmente le dimensioni di questo condensatore.

4 - Relais estremamente sensibili.

Relais fortemente sensibili si ottengono inserendo in serie con la bobina una resistenza variabile con la tensione, in modo che l'intensità della corrente è essenzialmente determinata dalla « VDR » e non dal valore ohmico della bobina. Il relais è allora più sensibile a piccolissime variazioni di tensione, perchè queste provocano maggiori variazioni di intensità di corrente.

5 - Stabilizzazione della tensione.

Le resistenze non-lineari offrono due possibilità di stabilizzare una tensione ad un valore costante più basso, vale a dire per il montaggio in serie e con l'aiuto di un montaggio a ponte.

Nel montaggio rappresentato dalla figura 10, una variazione della tensione E provoca una variazione molto più debole della tensione E^1, perchè un leggero aumento di E^1, provoca un forte incremento dell'intensità della corrente, dunque un notevole aumento della tensione ai capi di R. Se R è sufficientemente grande, una variazione dell'1% di E provoca una variazione di β % di E^1 essendo β l'esponente di variazione della resistenza, come specificato nelle: « Proprietà elettriche » viste in precedenza.

Fig. 11

In generale:

$$\frac{dE^1}{E^1} = \frac{\beta}{\frac{E^1}{E}(\beta - 1) + 1} \cdot \frac{dE}{E}$$

Quindi il fenomeno opposto di una più grande sensibilità alle variazioni di tensione ($dE^1 = \alpha\%$ quando quando $dE = 1\%$), può essere ottenuto invertendo R con « VDR »; (ved. fig. 11).

Si può aumentare l'effetto del circuito di fig. 10 e di fig. 11, inserendo più circuiti in serie; ved. fig. 12.

Il ponte utilizzato per la stabilizzazione della tensione continua comporta due resistenze lineari identiche (R, fig. 13) e due « VDR » pure identiche.

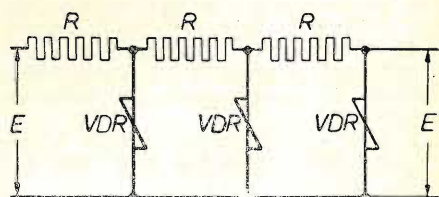



Fig. 12

Quando la tensione d'entrata E a partire da zero aumenta progressivamente (le resistenze VDR sono molto più grandi di R) la tensione di uscita E^1 aumenta (ed i valori VDR diminuiscono) sino ad un massimo A (fig. 14), rimanendo la tensione di uscita indipendente dalla tensione d'entrata. Un forte aumento di E provoca un abbassamento di E^1, fino a che in B la tensione di uscita diviene nulla (VDR = R) e il ponte raggiungere il suo stato di equilibrio.

Un aumento più spinto della tensione di entrata provoca una inversione della polarità della tensione di uscita, che nuovamente aumenta, poichè i valori VDR sono ora più piccoli di R e diminuiscono costantemente.

Per il fatto che nelle condizioni di equilibrio del ponte, un piccolo aumento della tensione di entrata provoca una inversione della tensione di uscita, questo fenomeno può essere vantaggiosamente sfruttato negli apparecchi regolatori.

I metodi di stabilizzazione di tensione citati in **a)** e **b)** provano una forte perdita di energia. Tuttavia per piccole potenze, possono rendere eccellenti servizi.

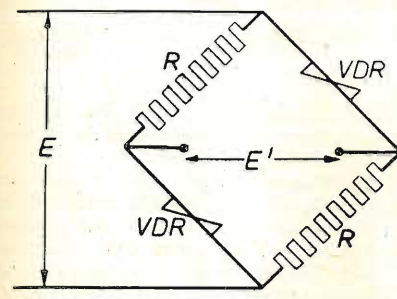



Fig. 13

6 - Divisore di tensione a tensione stabilizzate.

Il montaggio in serie di un certo numero di dischi « VDR » munito di derivazioni (v. fig. 15) fornisce un partitore di tensione, di cui le tensioni derivate dipendono meno dal valore del carico che nel caso di un partitore di tensione costituito da resistenze lineari. Le tensioni derivate sono più costanti secondo che la resistenza del carico è più grande rispetto alle resistenze non-lineari.

SCELTA DELLA RESISTENZA « VDR » DA UTILIZZARE

Per fissare le caratteristiche di una resistenza variabile con la tensione appropriata per una determinata applicazione è necessario tener conto dei seguenti punti:

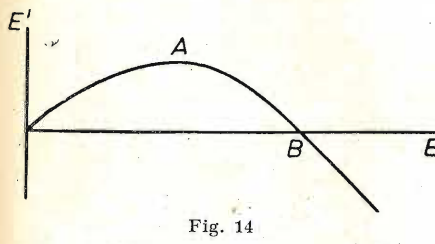



Fig. 14

1) di preferenza la tensione alle connessioni della resistenza non deve essere inferiore a 15 V per mm di spessore del disco;

2) è necessario evitare ogni riscaldamento esagerato, conformemente a ciò che è stato detto nel paragr. « Carico ammissibile ».

Quando l'energia da dissipare in un determinato tempo è così copiosa da non poterla dissipare con un solo disco di larghe dimensioni, è necessario utilizzare più dischi.

Le possibilità d'impiego delle resistenze « VDR » sono così numerose e così svariate che non è possibile spiegare, per ogni caso l'indirizzo da seguire per la scelta delle caratteristiche richieste. Una grande esperienza è praticamente indispensabile in questi campi di applicazioni speciali. In generale, la migliore soluzione consiste nel procedere ad un calcolo di orientamento e fissare, per esperienza, le condizioni alle quali la resistenza variabile dovrà soddisfare con la tensione per ottenere l'effetto ottimo.

ESEMPIO DEL CALCOLO

A titolo di esempio, ecco il calcolo approssimativo di una resistenza «VDR» per un relais di massima (ved. « Soppressione degli archi di rottura » (figura 8).

Si supponga che la bobina (di induttanza L e resistenza ohmica R) sia attraversata, in regime, da una corrente di intensità I_0. Nella resistenza variabile con la tensione che « shunta » la bobina, non si tollera che una frazione di I_0, dunque I_0/A. Tuttavia, al momento della rottura, tutta la corrente I_0 attraversa la « VDR » cioè l'intensità della corrente diventa A volte maggiore, in modo che la tensione ai morsetti del parallelo bobina « VDR » aumenta di A^β volte.

La sovratensione che si determina all'apertura dipende dalla scelta **della corrente di perdita** nel caso di contatto chiuso, ed inversamente.

La fig. 2 dimostra che, per A = 10 (cioè quando l'apertura provoca un aumento di 10 volte della corrente che passa nella resistenza non lineare), la tensione aumenta approssimativamente al doppio. Al contrario, se si sceglie A=50, questo determina approssimativamente una sovratensione pari a tre volte.

Immediatamente dopo la rottura, la extratensione tenta di provocare una scarica nel traferro che, in questo momento è fra i contatti, ancora piccolissimo. Altre formazioni di scintille non cesseranno che dopo che la tensione del traferro sarà diventata più piccola della tensione di rottura e resterà inferiore a questo valore per tutto il tempo dell'apertura.

Per evitare un'alta tensione immediatamente dopo la chiusura od apertura, (soprattutto nel caso di carico in corrente continua fortemente induttivo), è raccomandabile di « shuntare » la bobina con un **condensatore** (C, fig. 16). L'energia assorbita da questo condensatore al momento dell'apertura o chiusura è evacuata rapidamente attraverso la resistenza « VDR » quindi la sua capacità può essere notevolmente più piccola che in assenza di una resistenza variabile con la tensione. Il condensatore impedisce la formazione di scintille all'atto dell'apertura o della chiusura e la resistenza « VDR » impedisce le scariche per scintillio del condensatore durante il rimanente periodo transitorio di apertura.

La **sezione** della resistenza « VDR » deve essere sufficientemente grande per permettere con una densità di corrente ammissibile, il passaggio di corrente di intensità I_0; il suo **volume** deve permettere di assorbire, nel transitorio, una energia $1/2\ LI_0^2$.

Un tempo transitorio di apertura t, cioè il tempo durante il quale la corrente nella bobina cade da I_0 praticamente a zero, può calcolarsi nel modo che segue.

Per un rapporto A tra corrente di perdita e corrente di rottura I_0, la tensione al momento della rottura è uguale ad A^β volte la tensione iniziale, cioè:

$$E^1 = A^\beta E_0 = A^\beta I_0 R,$$

quando la tensione di rottura è E^1 e la tensione normale E_0.

Subito dopo l'apertura, la corrente nella bobina e nella resistenza « VDR » è smorzata dalla contro tensione E, che è data da:

$$E = L \frac{dI}{dt} \quad \text{oppure} \quad \frac{dI}{dt} = \frac{E}{L},$$

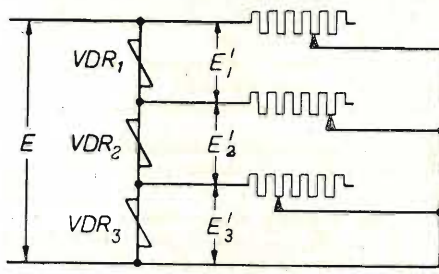



Fig. 15

cioè la diminuzione della corrente di scarica per secondo è $\frac{E}{L}$ e il tempo di apertura è:

$$t = \frac{I_0}{E/L}.$$

La fig. 1 indica che, all'atto di una diminuzione di corrente, la tensione alle connessioni di una resistenza «VDR» resta costante per un largo campo di valori di modo che, in prima approssimazione, si può sostituire ad E, nell'ultima formula, il valore $E^1 = A^\beta I_0 R$ (un calcolo preciso prova che questa sostituzione porta un errore di circa il 25 %). Abbiamo dunque:

$$t = I_0 L / A^\beta I_0 R = L / A^\beta R$$

questa formula dimostra nettamente la relazione fra il tempo transitorio di apertura e l'aumento della tensione. Quando viene scelto A = 50, cioè che l'intensità della corrente di perdita è

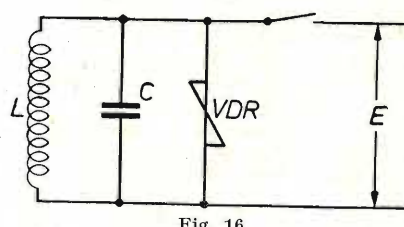



Fig. 16

uguale a 1/50 della intensità della corrente di apertura, e $\beta = 0,25$, la tensione aumenta di $50^{0,25}$, ossia circa 3 volte (questo si può dedurre dalla figura 2), ed il tempo dell'apertura è di:

$$t = \frac{L}{3R};$$

Una stessa tensione tripla si produce quando la bobina è « shuntata » non da (continua a pag 212).

rassegna della stampa

I magnetofoni Webster di P. Hermandinquer

da «Electronique» a cura di **Raoul Biancheri**

La larga diffusione della registrazione magnetica ha determinato un vivo interesse da parte di un vasto pubblico sia tecnico che amatore.

Mentre vi è stata una grande documentazione di indole generale (ved. « l'antenna » n. 6, 1949 e n. 4, 1950) non così è stato per le particolarità che il tecnico deve affrontare nel corso del servizio di manutenzione o di progetto.

A questo scopo presentiamo nei minuti dettagli le apparecchiature in oggetto largamente impiegate anche in Italia.

Tra gli apparecchi americani, i magnetofoni a filo Webster sono i più caratteristici.

Il tipo normale 80 è posto in una valigia di 45×30×18 cm, pesante circa 12 kg e del volume presso a poco di una macchina da scrivere.

Al di sopra della piastra si trova il dispositivo meccanico con un motore ad induzione a velocità costante, disposto presso a poco nel mezzo della piastra. Mediante il dispositivo di una leva l'asse del motore può venire innestato con un rullo *A*, che aziona un tamburo girevole di trasporto ad una velocità dell'ordine di 116 giri al minuto, mentre la bobina di svolgimento che si trova a sinistra viene liberata. Il filo è allora trasportato nella guida della testina magnetica alla velocità normale di 60 cm al secondo (fig. 2 e 3).

Collocando, al contrario, la leva di comando verso la destra, un pattino di freno ricoperto di feltro viene ad applicarsi sul tamburo di svolgimento e l'asse del motore trasporta, per mezzo di una striscia di gomma elastica *B* la precedente bobina di svolgimento, ciò che permette di ottenere il riavvolgimento alla velocità di 4,20 m al secondo, ossia con un rapporto di 7.

La potenza del motore è di 18 watt ed il consumo totale dell'apparecchio di 65 watt; vengono impiegate bobine di 1/4 d'ora di 580 m, bobine di 1/2 ora di 1130 m, e bobine di un'ora di 2225 m; tutte queste bobine standardizzate hanno un diametro esterno di cm 71 e un diametro interno di cm 41.

La testina magnetica si muove dall'alto al basso, e dal basso all'alto, sotto l'azione di una camme, in modo da regolare la distribuzione del filo. La testina magnetica si compone di 3 avvolgimenti: di cancellazione, di registrazione, di riproduzione, e di polarizzazione ad alta frequenza, in modo che la cancellazione è automatica al momento della registrazione.

Il quadro di comando è inclinato, e si compone dei bottoni di comando del volume sonoro e della tonalità, di un comando indicatore di registrazione, di un altro comando che permette l'utilizzazione dell'altoparlante incorporato, di un altoparlante separato, oppure di un amplificatore di potenza.

Su questo stesso quadro si trovano, a sinistra, una entrata a due livelli per il microfono, uno dell'ordine di 5 millivolt, ed un altro per un pick-up od un segnale radio, dell'ordine di 1 volt; a destra una presa di uscita per l'altoparlante, od amplificatore addizionale. Infine, il quadro porta ancora una lampadina al neon che permette di regolare il volume di registrazione.

L'altoparlante ad eccitazione è disposto al centro del quadro inclinato; il diametro del diffusore è di 12 cm, e la resistenza della bobina mobile di 3,2 Ω.

E' prevista una scatola di controllo e di mescolazione: il microfono abituale è del tipo piezoelettrico, e permette di ottenere circa 5 millivolt di segnale, nelle condizioni normali.

La testina magnetica è ad alta impedenza, dell'ordine da 15.000 Ω a 1000 Hz, l'avvolgimento di riproduzione ha una impedenza dell'ordine da 400 Ω a 400 Hz, e l'avvolgimento di cancellazione una impedenza di 1,5 Ω. La tensione di cancellazione è dell'ordine da 3 a 5 V. Nel coperchio, si possono collocare le bobine del filo supplementare, il microfono, ed il cordone di alimentazione.

Lo schema di montaggio di questo apparecchio è rappresentato dalla fig. 4. L'insieme permette la registrazione con cancellazione e la riproduzione.

Fig. 1. - Magnetofono Webster tipo 80

L'amplificatore dispone di 4 tubi elettronici, compreso la valvola rettificatrice, ossia una prima amplificatrice di tensione 6J5, una valvola di uscita 6V6, che compie, nello stesso tempo, la funzione di oscillatrice ultra-sonora, ed una valvola rettificatrice 6X5. La potenza di uscita è dell'ordine di 3,5 watt e, come indicato, il complesso dispone di comandi di tono e di volume. Il livello di sensibilità con pick-up è di 0,5 V ed il livello di entrata microfonica di 5 mV; la sensibilità del lettore magnetico del suono è di 2,5 mV.

Esaminiamo ora i dettagli del montaggio.

Lo stadio d'entrata funzionante al momento della registrazione microfonica ma fuori circuito per la registrazione in pick-up od in radio, consta di una 6SJ7 metallica disposta su di un supporto antimicrofonico elastico. Il catodo è collegato direttamente alla massa; ma, si noti il sistema di polarizzazione ottenuto da una resistenza R_8 di 4,7 MΩ, disposta nel circuito di griglia.

Si noti, ugualmente, che non c'è disaccoppiamento nella griglia-schermo, le correnti registrate sono trasmesse alla griglia di controllo da una capacità C_{10} di 0,01 μF e si osservi la presenza di un circuito di compensazione elementare, costituito da un condensatore C_1 di 0,001 μF e da una resistenza R_9, di 68.000 Ω, che ha funzione di esaltare le note acute; seguendo il principio generale esposto, si nota l'impiego di un condensatore di disaccoppiamento C_6 di 0,001 μF.

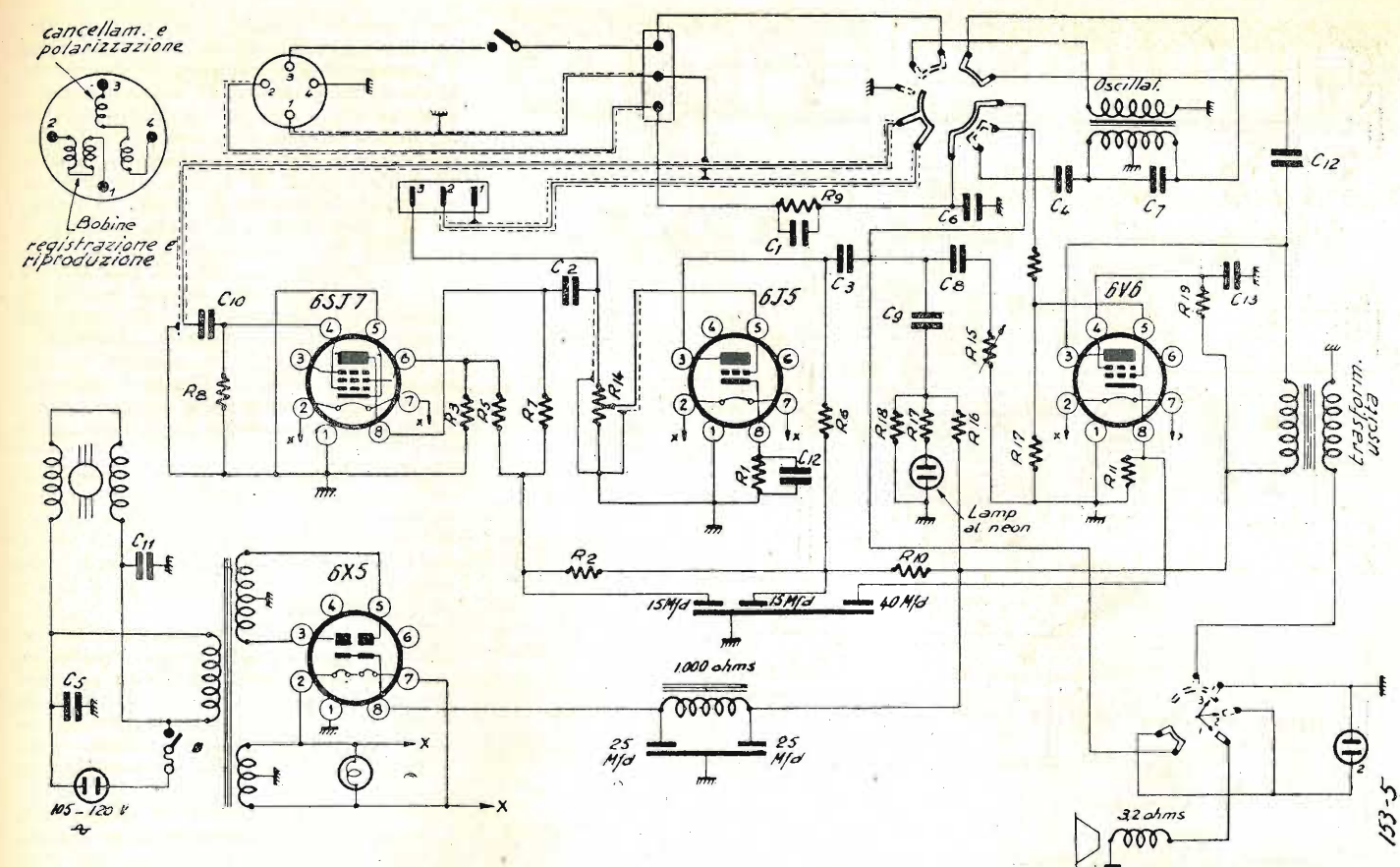



Fig. 2. - Dispositivo meccanico del magnetofono Webster. Un motore unico si sposta sotto l'azione di una leva. Per la registrazione e la riproduzione, il suo asse aziona il rullo di gomma A. Per l'avvolgimento, il bordo in gomma della puleggia B appoggia sul tamburo di sinistra.

Il secondo stadio di amplificazione è composto di una valvola 6J5; il controllo di volume è ottenuto mediante un potenziometro R_{14}, di 1 MΩ. Le correnti da amplificare, sono trasmesse direttamente, quando si tratta di una registrazione di pick-up, o di radio, oppure tramite un condensatore di accoppiamento C_2 di 0,02 μF, se si effettua una registrazione tramite microfono.

La 6J5 è polarizzata da una resistenza catodica R_1 di 1000 Ω, disaccoppiata da un condensatore di 10 μF.

Nel circuito di placca, si trova una lampadina al neon, che indica il livello di modulazione; questa valvola è portata al livello di innesco, in seguito ad una media tensione, ottenuta per mezzo di una resistenza R_{16} di 1 MΩ, collegata al positivo dell'alta tensione, in serie con resistenza R_{17} di 270.000 Ω. Le correnti di modulazione sono trasmesse a questo indicatore di livello da un condensatore C_9 di 0,01 μF.

Il timbro viene variato ad opera di una resistenza variabile R_{15}, di 50.000 Ω, posta fra la 6J5 e la 6V6.

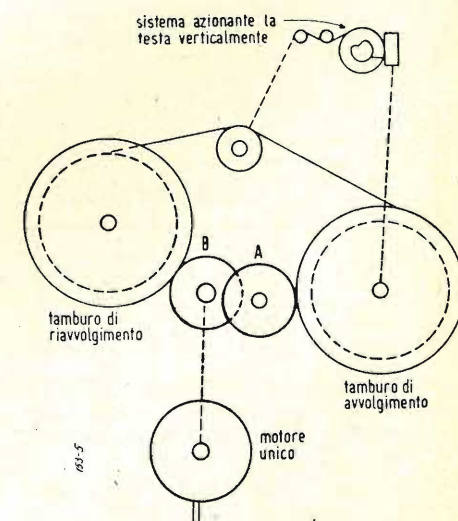
In posizione di registrazione, la 6V6 è montata quale oscillatrice per questo scopo utilizza un avvolgimento con nucleo di ferro, che permette di ottenere una polarizzazione ultra-sonora a 40 kHz che si invia nella bobina di cancellazione e di polarizzazione, cioè negli avvolgimenti 3 e 4. In posizione di ascolto, la 6V6 è montata quale tubo finale di uscita, e collegata all'altoparlante da un trasformatore di adattamento. Il primario di questo trasformatore di uscita resta così montato nel circuito di placca della 6V6, quando funziona quale oscillatrice, mentre il secondario è escluso. La polarizzazione della 6V6 è assicurata da una resistenza catodica R_{11}, di 270 Ω, con disaccoppiamento di 40 μF elettrolitico

L'alimentazione è del tipo classico, con la valvola 6X5 biplacca che raddrizza le due semionde; il circuito di filtro è costituito dall'avvolgimento di eccitazione dell'altoparlante, da una resistenza di 1000 Ω, e da due condensatori rispettivamente di 25 e di 15 μF.

Una lampadina spia è posta nel circuito dei filamenti; l'interruttore di messa in marcia è unito con il comando di tono.

La testina magnetica a doppio uso si compone di tre bobine, la prima serve per la cancellazione, la seconda alla registrazione ed alla riproduzione, la terza alla polarizzazione ad alta frequenza.

Quando l'apparecchio è nella posizione di riproduzione, la valvola 6V6 non funziona come oscillatrice, ma come amplificatrice di uscita; la bobina di registrazione e quella di polarizzazione non ricevono corrente.

Quando il commutatore è in posizione di registrazione, il filo sul quale è impressa una registrazione è magnetizzato, si può allora registrare nuovamente applicando un segnale all'entrata dell'amplificatore.

VALORE DEGLI ELEMENTI DEL MAGNETOFONO WEBSTER TIPO 80

R_1 = 1000 Ω, 0,5 W;
R_2 = 100.000 Ω, 0,5 W;
R_3 = 47.000 Ω, 0,5 W;
R_5 R_7 = 220 kΩ, 0,5 W;
R_6 = 39.000 Ω, 0,5 W;
R_8 = 4,7 MΩ, 0,5 W;
R_9 R_{12} = 68 kΩ, 0,5 W;
R_{11} = 270 Ω, 1 W;
R_{14} = 1 MΩ, potenziometro;
R_{15} = 50.000 Ω, potenziometro
R_{16} = 1 MΩ, 0,5 W;
R_{17} = 270.000 Ω, 0,5 W;
R_{18} = 220.000 Ω, 0,5 W;
R_{19} = 22.000 Ω, 0,5 W;
C_1 = 0,001 μF, 600 V;
C_2 = 0,02 μF, 400 V;
C_3 = 1 μF, 200 V;
C_4 C_6 = 0,0001 μF, 600 V;
C_5 C_8 C_{11} = 0,05 μF, 400 V;
C_7 C_{12} = 0,002 μF, 600 V;
C_9 = 0,01 μF, 400 V;
C_{10} = 0,01 μF, 100 V;
C_{13} = 0,5 μF, 400 V;
EC_1 = elettrol. 25 e 15 μF, 450 e 350 V;
EC_2 = elettrol. 10 μF, 25 V;
EC_3 = elettrol. 15, 15 e 40 μF, 350, 250 e 24 V.

TABELLA DELLE TENSIONI PER IL SERVIZIO TECNICO

Terminali		Registrazione	Riproduzione
6X5	2	3,1	3,1
	3	340	335
	5	340	335
	7	3,1	3,1
	8	370	360
6V6	2	3,1	3,1
	3	320	300
	4	320	300
	5	— 43	3,1
	7	3,1	13,5
	8	11,0	
6J5	2	3,1	3,1
	3	150	135
	7	3,1	3,1
	8	4,2	4,2
6CJ7	2	3,1	3,1
	5	25	25
	6	14	13
	7	3,1	3,1
	8	75,150	65,150

I VARISTORI PHILIPS »VDR«

(segue da pag. 211)

da una « VDR » ma da una **resistenza** lineare di valore 3R. Tuttavia l'intensità della corrente di perdita è $\frac{I_0}{3}$ invece di $\frac{I_0}{50}$, ed il tempo di apertura è quasi 3 volte più lungo. Questo risulta dal fatto che, nel caso di una resistenza « ohmica » la contro-tensione diminuisce linearmente con l'intensità della corrente, in modo che la corrente di scarica diminuisce molto lentamente. Nel caso di una « VDR » la tensione si **abbassa** piano piano all'inizio e l'intensità della corrente di scarica cade rapidamente ad un valore che non è più preoccupante.

INFORMAZIONI VARIE

L'esperienza acquisita dalla **Philips** in questo campo, è messa a disposizione degli interessati per determinare la soluzione più vantaggiosa.

Per lo spegnimento delle scintille di contatto a debole energia, è necessario conoscere la tensione e l'intensità di corrente di regime.

Per lo spegnimento di una forte energià indotta, è necessario conoscere:

1) Valore massimo della tensione di regime;

2) Frequenza delle chiusure ed aperture;

3) Quantità di energia da dissipare nel transitorio di rottura.

Quest'ultima può essere determinata se si conosce l'intensità della corrente di rottura e l'induttanza, eventualmente la resistenza ohmica dell'induttanza ed il tempo, espresso in secondi, in capo al quale l'intensità della corrente raggiunge la metà del suo valore di regime all'atto dell'apertura e della chiusura.

Per i motori elettrici è necessario specificare il tipo e la potenza.

Raoul Biancheri

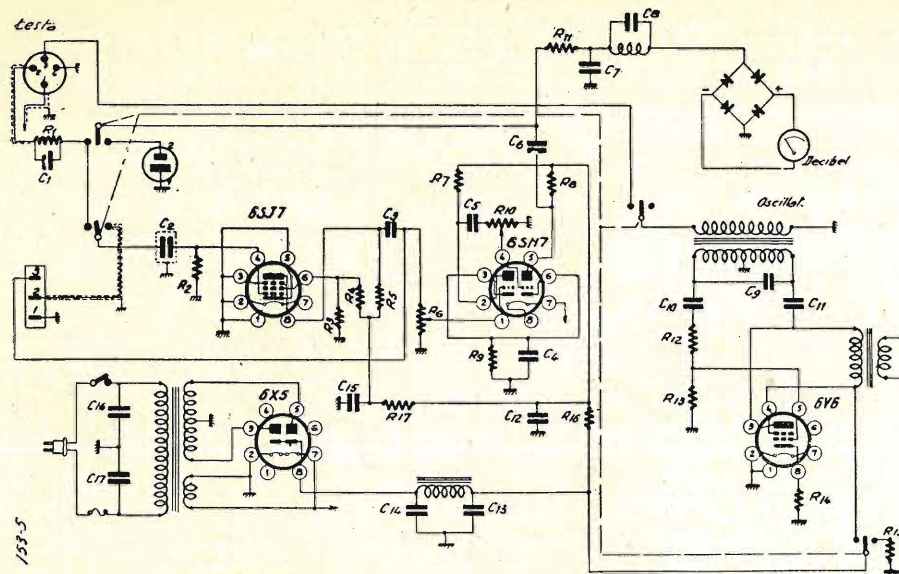



Fig. 4. - Schema di un amplificatore per l'unità 79 Webster.

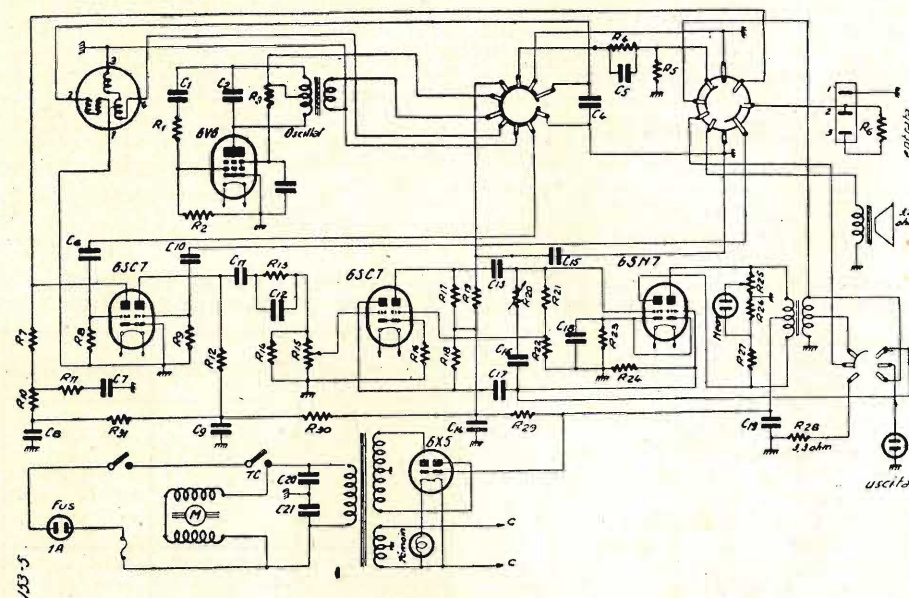



Fig. 5. - Schema di un magnetofono Webster tipo 180

VALORI DEGLI ELEMENTI DEL MAGNETOFONO WEBSTER TIPO 180

R_1 = 3900 Ω, 0,5 W;	R_{17} = 470.000 Ω, 0,5 W;	C_4 C_5 = 0,0001 μF, 600 V
R_2 = 68.000 Ω, 0,5 W;	R_{18} = 470.000 Ω, 0,5 W;	C_6 = 0,01 μF, 100 V;
R_3 = 22.000 Ω, 0,5 W;	R_{19} = 2000 Ω, 1 W;	C_7 = 0,05 μF, 600 V;
R_4 = 120.000 Ω, 0,5 W;	R_{20} = 1 MΩ, 1 W;	C_8 = 15 μF, 250 V;
R_5 = 470 Ω, 0,5 W;	R_{21} = 220 kΩ, 0,5 W;	C_9 = 15 μF, 350 V;
R_6 = 1 MΩ, 0,5 W;	R_{22} = 4300 Ω, 0,5 W;	C_{10} = 0,01 μF, 400 V;
R_7 = 2200 Ω, 0,5 W;	R_{23} = 820 Ω, 0,5 W;	C_{11} = 0,05 μF, 400 V;
R_8 = 4,7 MΩ, 0,5 W;	R_{24} = 270 kΩ, 0,5 W;	C_{12} = 75 pF, 600 V;
R_9 = 4,7 MΩ, 0,5 W;	R_{25} = 1 MΩ, 0,5 W;	C_{13} = 0,02 μF, 600 V;
R_{10} = 150.000 Ω, 0,5 W;	R_{26} = 470 kΩ, 0,5 W;	C_{14} = 15 μF, 350 V;
R_{11} = 2400 Ω, 0,5 W;	R_{27} = 470 kΩ, 0,5 W;	C_{15} = 0,05 μF, 600 V;
R_{12} = 120.000 Ω, 0,5 W;	R_{28} = 3,3 Ω filo, 2 W;	C_{16} = 0,002 μF, 600 V;
R_{13} = 120.000 Ω, 0,5 W;	R_{29} = 1000 Ω, 1 W;	C_{17} = 0,02 μF, 600 V;
R_{14} = 100.000 Ω, 0,5 W;	R_{30} = 68.000 Ω, 0,5 W;	C_{18} = 40 μF, 25 V;
R_{15} = 100.000 Ω, 0,5 W;	R_{31} = 1000 Ω, 0,5 W;	C_{19} = 25 μF, 450 V;
R_{16} = 1000 Ω, 0,5 W;	C_1 C_2 C_3 = 0,002 μF, 600 V;	C_{20} = 0,015 μF, 600 V;
		C_{21} = 0,015 μF, 600 V;

Un secondo modello di apparecchio Webster è realizzato sotto forma di una piastra meccanica separata, e può così venire collegata ad un amplificatore di qualunque tipo, oppure ad un apparecchio radiofonico. Questa piastra può essere associata ad un amplificatore di registrazione e di riproduzione del tipo precedente; ma si può ugualmente adottare un altro montaggio ed, in particolare, quello segnato sullo schema della fig. 5. Si vede che questo apparecchio consta di una prima valvola amplificatrice di tensione 6SJ7, di una valvola di uscita, od oscillatrice 6V6, ed una valvola di alimentazione 6X5, che può essere sostituita da una 5Y3. La differenza principale consiste nell'impiego di una valvola 6SN7, come seconda valvola amplificatrice di tensione. Questa valvola doppia è disposta in cascata ed è impiegata in un sistema invertitore che permette al segnale di registrazione di essere sfasato rispetto a quello che agisce sulla griglia, cosa che elimina la tendenza all'innesco quando i circuiti di griglia e di placca sono controllati da un contatto comune.

L'apparecchio si compone di due potenziometri di controllo di volume rispettivamente R_6 e R_{10}, di 1 MΩ e 250.000 Ω; questo secondo deve essere regolato in modo tale da ottenere una tensione di uscita dell'ordine di 10 V, con una tensione di entrata dell'ordine di 5 mV. Il primario del trasformatore di uscita aumenta la resistenza di carico, e permette alla valvola di funzionare come un pentodo; se fosse posta in circuito la sola bobina di oscillazione ultrasonora, l'induttanza del circuito di placca non sarebbe sufficiente.

La registrazione di un concerto tramite un ricevitore radio si effettua normalmente con un accoppiamento a capacità oppure utilizzando un trasformatore di adattamento a bassa frequenza, a nucleo di ferro.

Sullo schema della fig. 5, si osserva la utilizzazione di un decibelimetro con raddrizzatore, per indicare il livello di modulazione. L'utilizzazione di un circuito di controllo con lampada al neon, come indicato precedentemente, sembra però la migliore soluzione.

Un terzo modello di magnetofono realizzato sempre secondo lo stesso principio, consta di una piastra meccanica con una preamplificatrice di tensione ed una oscillatrice ultrasonora, il tutto racchiuso in un unico cofano. In questo caso, basta unire a questa unità un montaggio amplificatore avente una seconda amplificatrice di tensione 6J5, ed una valvola di potenza 6V6.

Questi apparecchi Webster sono stati recentemente perfezionati tanto nella parte elettrica come nel montaggio meccanico e le modifiche sono applicate sul nuovo modello portabile, tipo 180, di cui lo schema è rappresentato dalla fig. 6.

Dal punto di vista meccanico, si constata l'impiego di bobine di avvolgimento a montaggio immediato e smontabili, ciò che permette di effettuare facilmente registrazioni della durata superiore ad un'ora, oppure di sostituire una registrazione con un'altra in corso. Inoltre, un arresto automatico, realizzato con l'aiuto di un gioco di molle determina l'arresto immediato del sistema di trasporto, quando il filo si spezza.

L'apparecchio si compone di un contatore graduato in minuti con un ago che si sposta davanti ad una scala circolare, come quella di un orologio. Quest'ago è semplicemente trascinato da un meccanismo demoltiplicato girevole per mezzo di un rulo in gomma, contro l'asse del tamburo avvolgitore.

La valvola oscillatrice ultra-sonora 6V6 è impiegata unicamente a questo uso, e non serve quale tubo di uscita, come nel magnetofono di tipo 80. Inoltre, l'amplificazione, destinata sia alla registrazione, che alla riproduzione, è ottenuta da valvole doppie, di cui due 6SC7, ed una valvola 6SN7. Difatti, permette di utilizzare due canali di amplificazione separati, uno per la registrazione, l'altro per la riproduzione, ciò che facilita, in particolare, la compensazione musicale per le note gravi, e per le note acute nella registrazione e nella riproduzione, requisito preziosissimo in questo genere di apparecchi.

Si ha ugualmente uno stadio push pull di uscita, più efficace e più musicale.

La regolazione dell'intensità sonora è realizzata con l'aiuto del potenziometro R_{15}, e quello del tono tramite una resistenza variabile R_{20}; si noterà pure che il livello di innesco della lampada al neon che permette di controllare la modulazione, può essere regolato con l'aiuto di una resistenza variabile R_{25}. *

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura dell'ing. Alessandro Banfi

IL FUTURO DELLA TV EUROPEA

Dagli S.U. giungono le prime notizie relative all'abrogazione del « blocco » sulle autorizzazioni all'istallazione di nuove stazioni trasmittenti televisive.

Tra poco si passerà alla attribuzione di nuove licenze e, malgrado le restrizioni dovute al riarmo, vedremo presto entrare in servizio centinaia di nuove emittenti TV.

Condizione posta per la cessazione del blocco suddetto fu che la nuova ripartizione venisse eseguita secondo un piano interamente nuovo, basato su dati scientifici capaci di assicurare con certezza la distribuzione di ben 70 nuovi canali TV nella gamma delle onde decimetriche, servendo così l'intero territorio dello Stato, in modo che tutta la popolazione potesse beneficiare della televisione e questo, senza pericolo di essere costretti, a breve scadenza, ad imporre un ulteriore « blocco ».

Alcuni anni fa le Autorità federali americane avevano ritenuto che 12 canali su onde metriche potessero essere sufficienti. Il piano di ripartizione relativo, basato su tale cifra, poggiava esclusivamente su considerazioni teoriche che col tempo si rivelarono fallaci, specialmente per quanto riguardava possibili interferenze tra stazioni utilizzanti il medesimo canale o canali adiacenti.

La compilazione del nuovo piano fu assai laboriosa e richiese ben quattro anni. Ciò nonostante i 108 trasmettitori attualmente esistenti fecero salire a 15 milioni il numero dei televisori in esercizio.

Le previsioni che costituiscono la base del nuovo piano sono semplicemente affascinanti. Ai 12 canali attuali se ne aggiungeranno altri 70 su onde ancora più corte. Il totale di questi 82 canali potrà servire a ben 2053 trasmittenti (delle quali 51 nei territori d'oltre mare: Hawai, Alasca, ecc.).

Mentre, oggigiorno, meno del 50 % di tutta la popolazione degli S.U. è compresa nell'area di servizio dei trasmettitori esistenti, in avvenire pressochè tutti potranno ricevere soddisfacentemente almeno una trasmissione televisiva. Nel maggior numero dei casi si renderà possibile la scelta fra più programmi.

Delle 2053 licenze previste, 242 saranno destinate a scopi culturali-educativi (scuole, università, ecc.) e non potranno avere attività lucrativa.

Ora, senza entrare in dettagli e senza cercare i sempre odiosi confronti, vogliamo fare alcune considerazioni che potranno costituire per noi una vera lezione.

Negli U.S.A. vivono, una più, una meno, 150 milioni di anime. Fino ad oggi esistevano 108 trasmettitori, cioè uno per 1,4 milioni di persone. Vi sono circa 15 milioni di televisori, cioè uno per ogni 10 abitanti, e questo quando solo metà della popolazione totale è compresa nell'area di servizio dei 108 trasmettitori.

Se, tra un certo numero di anni, sarà raggiunto il numero totale previsto di trasmettitori (circa 2000), cosa che richiederà anche negli U.S.A. un lasso di tempo non trascurabile, si avrà un trasmettitore ogni 75.000 persone.

L'industria televisiva, che è già tra le più importanti, prenderà nuovo impulso non solo per la costruzione di nuovi televisori ma pure per la realizzazione di adattatori che consentano la ricezione delle nuove emissioni su onde ultra corte, con gli apparechi esistenti.

Applichiamo queste cifre all'Italia, o meglio, per tener conto delle diverse condizioni orografiche dei due Paesi (quasi totalmente pianeggiante il primo, molto più accidentato il nostro) alla sola zona della pianura padana, compresa fra Torino e l'Adriatico, nella quale vivono all'incirca 17 milioni di abitanti. In tal caso, per avere un trasmettitore ogni milione e 400 mila abitanti, dovremo installare 12 emittenti, mentre ne occorrerebbero oltre 220 per giungere a quella proporzione che potrà essere realtà negli U.S.A.: uno per ogni 75.000 abitanti.

Tenendo conto del diverso tenore di vita, della nostra maggiore densità di popolazione, di eventuali fattori economici, ecc. riduciamo al 20 % tale cifra, rimangono pur sempre 45 trasmettitori. Meta assai lontana, in verità.

Consideriamo ancora il fatto che non più di otto trasmettitori potrebbero coprire, pressocchè interamente, il territorio considerato il che equivale a dire che, in media, si renderebbe possibile la scelta tra cinque programmi diversi. Allora l'industria televisiva potrebbe essere una industria fiorente e occuperebbe una notevole mano d'opera.

Quanto sopra si presta a un semplice confronto tra la nostra concezione della TV e la loro. In Europa (prescindiamo dalla Gran Bretagna) tutti desiderano dei programmi TV. Ma per anni si è combattuta la « guerra delle righe ».

Giunti finalmente alla conclusione di uno standard più o meno accettabile qualcuno ha anche pensato che finalmente si poteva avere la TV a domicilio.

L'unico grosso errore di valutazione è che mentre in

(il testo segue a pag. 6/220)

GENERATORI DI OSCILLAZIONI RILASSATE

CIRCUITI DI RILASSAMENTO FORTEMENTE POLARIZZATI

(PARTE PRIMA)

di ANTONIO NICOLICH

GENERALITA'

ircuiti rilassatori fortemente polarizzati sono quelli dei generatori che presentano uno o entrambi i tubi provvisti di polarizzazione così ampia, che rimangono inattivi indefinitamente, mentre generano un'oscillazione solo se viene loro iniettato un impulso di tensione di notevole ampiezza; cessata l'azione della tensione di comando il circuito ritorna allo stato di riposo.

*I*ª *classe*: generatori tipo univibratore, che passano dalla condizione stabile limite di inattività, ad una condizione di instabilità limite per opera del segnale a punta di comando; al cessare del quale, dopo un intervallo di tempo dipendente dalle costanti circuitali, si riduce alla primitiva condizione limite e permane in questo stato, finchè non gli perviene un altro impulso stimolante.

*II*ª *classe*: generatori tipo flip-flop, analoghi ai precedenti, ma presentanti, per opportuni valori delle tensioni applicate, due condizioni stabili di equilibrio. E' possibile passare dall'una all'altra delle condizioni di stabilità, in entrambi i sensi, sostituendo bruscamente il regime delle tensioni e correnti corrispondente ad una di esse, col regime corrispondente all'altra. La variazione dei regimi per ottenere la commutazione richiede operazioni diverse nei passaggi inversi.

1 - UNIVIBRATORE AD ACCOPPIAMENTO c.a.

Il multivibratore accoppiato di placca, polarizzato di catodo rappresentato in fig. 1 costituisce un univibratore a doppio accoppiamento c.a. (ossia per mezzo di capacità). La polarizzazione di

Fig. 4. - Forme dell'onda delle tensioni di griglia v_{g1} e v_{g2} dell'univibratore di fig. 3.

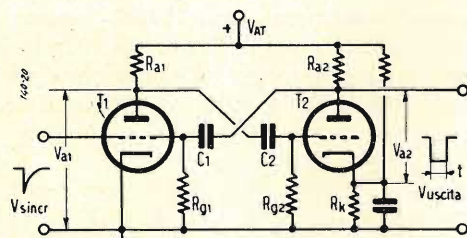



Fig. 1. - Univibratore con due accoppiamenti c.a. polarizzato di catodo, per sganciamento con impulsi negativi.

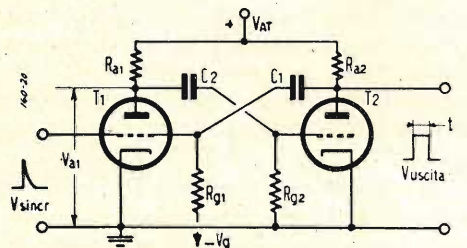



Fig. 2. - Multivibratore ad accoppiamento c.a. polarizzato di griglia, per sganciamento con impulsi positivi.

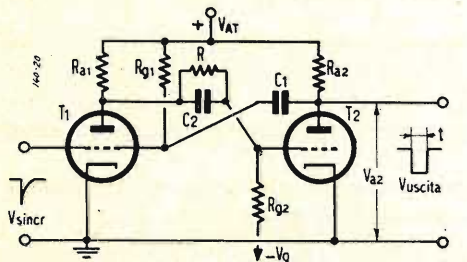



Fig. 3. - Univibratore ad accoppiamento c.c., per sganciamento con impulsi negativi.

T_2 è ottenuta con un partitore dell'alimentatore anodico, ed ha valore tale che T_2 è normalmente interdetto; T_1 è invece normalmente conduttivo. In simili condizioni nessun impulso è raccoglibile sulla placca di T_2. Per sbloccare il circuito è necessario applicare alla griglia di T_1 un impulso negativo. Infatti in tal caso T_1 cessa di condurre, la sua tensione di placca V_{a1} diventa uguale a $+V_{AT}$ subendo un istantaneo incremento che perviene, tramite C_2 alla griglia di T_2, che diviene conduttore generando sulla sua placca un impulso quadrato negativo, perchè la cor- anodica che ha provocato una caduta di tensione ai capi della R_{a2}, che si risolve in una diminuzione della V La perturba- rente anodica ha provocato una caduta di tensione ai capi della durata di quest'ultimo, perciò si giustifica la forma rettangolare del segnale di uscita.

Dalla teoria del multivibratore risulta che la durata della condizione di instabilità, ossia il tempo equivalente alla larghezza del segnale generato, è fornita dalla:

$$t = R_{g1}\, C_1\, lg_e \frac{V_{AT} - V_{a2}}{V_{go1}} \qquad [1]$$

in cui V_{go1} è il potenziale di interdizione del triodo T_1.

Se si desidera che il generatore sia comandato sul tubo polarizzato, è necessario che l'impulso esterno sia di polarità positiva ed abbia un'ampiezza assai superiore al caso precedente, perchè ora esso deve agire direttamente, senza l'ausilio dell'amplificazione di uno stadio del multivibratore. Questo caso è rappresentato in fig. 2.

L'impulso di uscita sull'anodo di T_2 è ancora rettangolare, ma ha polarità positiva, perchè T_2 passa dalla condizione stabile di conduzione, alla condizione transitoria di interdizione, quindi la sua tensione di placca subisce un aumento. La durata del segnale rettangolare di uscita è data dalla:

$$t = R_{g2}\, C_2\, lg_e \frac{V_{AT} - V_{a1}}{V_{go2}} \qquad [2]$$

dove V_{go2} è il potenziale d'interdizione di T_2.

2 - UNIVIBRATORE AD ACCOPPIAMENTO c.c.

Un multivibratore accoppiato di placca con uno stadio negativamente polarizzato di griglia tramite un partitore sull'alimentatore anodico, costituisce un univibratore ad accoppiamento c.c. Lo schema corrispondente è rappresentato in fig. 3. Il triodo T_2 è interdetto dalla tensione negativa $-V_g$ applicata alla sua griglia. La $-V_g$ è ricavata dal partitore anodico di cui fanno parte R_{a1}, R e R_{g2}. Il triodo T_1 nella condizione di stabilità è conduttivo,

come assicura il ritorno a $+V_{AT}$ della resistenza di griglia R_{g1}.

Il condensatore C_2 non ha ora funzione di accoppiatore, e come tale potrebbe essere abolito, ma svolge il duplice compito di accelerare la commutazione da T_1 a T_2 e di aumentare la prestazione del circuito.

Questi effetti si spiegano mettendo in conto l'azione delle capacità interelettrodiche dei tubi. La capacità griglia-catodo di T_2 tende ad impedire brusche variazioni della tensione fra catodo e griglia; la capacità griglia-placca, accoppiando questi due elettrodi, svolge un'azione antagonista contro la commutazione da T_1 a T_2; infine la capacità catodo-placca tende a stabilizzare la tensione di placca V_{a2}. Dato il particolare circuito di polarizzazione e accoppiamento della griglia di T_2, se C_2 non esistesse, si avrebbe che il rapporto fra la variazione della tensione di griglia ΔV_{g2} di T_2 e la variazione della tensione di placca ΔV_{a1} di T_1 sarebbe:

$$\frac{\Delta V_{g2}}{\Delta V_{a1}} = \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R} \cong ½$$

Come si è detto le capacità interelettrodiche tendono a stabilizzare i potenziali agli elettrodi, in particolare a ridurre le variazioni della tensione di griglia di T_2, per cui in pratica tale rapproto diventa assai minore di 0,5. Il condensatore C_2, il cui valore si aggira sui 50 pF, quindi sensibilmente maggiore delle capacità interelettrodiche, avvicina la griglia di T_2 all'anodo di T_1 e vi apporta tutta la variazione di V_{a1}, obbligando T_2 a seguire instantaneamente detta variazione.

Durante i periodi transitori, nei quali si verificano le rapide variazioni di potenziale, la resistenza R risulta cortocircuitata da C_2. Le tensioni di griglia v_{g1} e v hanno l'andamento di fig. 4.

La durata dell'impulso di uscita vale ancora:

$$t = R_{g1}\, C_1\, lg_e \frac{V_{AT} - V_{a2}}{V_{go1}} \qquad [1]$$

come per il caso di fig. 1.

Fig. 8. - Multivibratore ad accoppiamento catodico con entrambi i tubi polarizzati positivamente.

Fig. 9. - Forme d'onda principali del multivibratore di fig. 8.

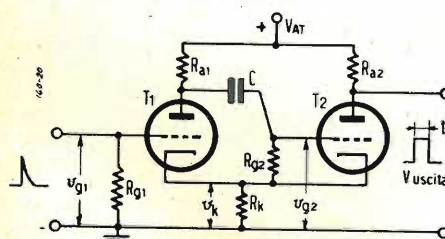



Fig. 5. - Univibratore ad accoppiamento catodico.

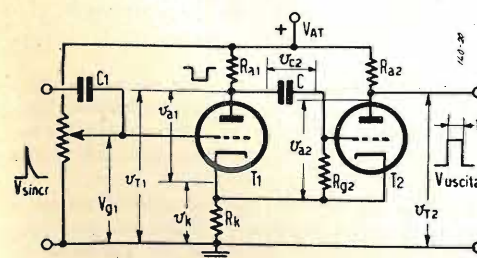



Fig. 6. - Univibratore ad accoppiamento catodico con la griglia di T_1 polarizzata positivamente.

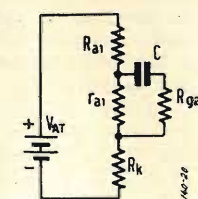



Fig. 7. - Circuito equivalente di scarica di C in fig. 6.

3 - UNIVIBRATORE AD ACCOPPIAMENTO CATODICO

Non è altro che un multivibratore dissimmetrico accoppiato di catodo con un tubo mantenuto all'interdizione e con la resistenza R_{g2} di griglia del secondo triodo ritornata al catodo, come indica la fig. 5. In queste condizioni la griglia di T_1 risulta polarizzata con l'intera tensione v_k ai capi della resistenza catodica R_k e quindi T_1 è interdetto stabilmente; la griglia di T_2 invece è praticamente al potenziale di catodo per cui T_2 è normalmente conduttivo. E' chiaro che per lo sganciamento del generatore si richiede un impulso esterno di polarità positiva, che sblocchi T_1, interdica T_2 con aumento della sua tensione di placca v_{a2} e conseguente formazione di un segnale rettangolare di uscita di polarità positiva.

Una interessante variante al circuito di fig. 5 è rappresentata in fig. 6 dove la griglia di T_1 anzichè a massa è ritornata a un divisore sull'alimentatore anodico, che le conferisce un potenziale costante V_{g1}. Con questo artificio si ottengono all'uscita impulsi di larghezza t direttamente proporzionali alla tensione positiva V_{g1}; la proporzionalità è quasi rigorosa pur variando V_{g1} entro limiti molto ampi, ma sempre tali da assicurare la conduzione di T_2. Se si chiama r_{a2} la resistenza interna del triodo T_2 quando è conduttivo, si può calcolare la corrente anodica I_{a2}:

$$I_{a2} = \frac{V_{AT}}{R_{a2} + r_{a2} + R_k} \qquad [3]$$

Essendo T_1 interdetto, la resistenza catodica R_k è percorsa dalla sola corrente I_{a2}, per cui:

$$V_k = R_k\, I_{a2} \qquad [4]$$

La tensione V_c ai capi del condensatore C, ritenendo nulla la tensione fra griglia e catodo di T_2 durante la sua conduzione, vale:

$$V_c = V_{AT} - V_k \qquad [5]$$

Analogamente, avvenuta la commutazione ossia lo scambio delle funzioni fra T_1 e T_2, si trova che la corrente anodica I_{a1} di T_1, vale:

$$I_{a1} = \frac{V_{AT}}{R_{a1} + r_{a1} + R_k} \qquad [6]$$

in cui r_{a1} è la resistenza interna di T_1 quando è conduttivo.

La tensione di catodo assume ore il valore V'_k:

$$V'_k = R_k\, I_{a1} \qquad [7]$$

La placca di T_1 assume il potenziale rispetto a massa:

$$V_{T1} = V_{AT} - R_{a1} \qquad [8]$$

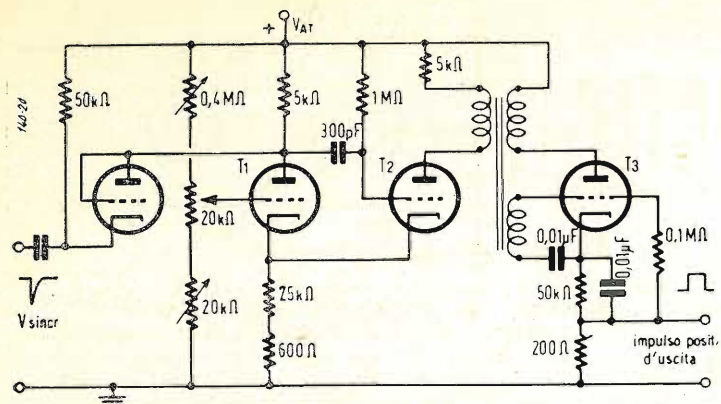



Fig. 10. - Multivibratore a dilazione lineare, che sgancia un oscillatore bloccato per la generazione di impulsi quadrati positivi.

La tensione ai capi di C diventa:

$$V'_c = V_{T_1} - V'_k = V_{a1} \qquad [9]$$

Dunque la variazione del potenziale ai capi del condensatore nel passaggio dalla stabilità all'instabilità è:

$$\Delta V_c = V_c - V'_c = V_{AT} - V_{T_1} - V_k + V'_k \qquad [10]$$

Alla griglia di T_2 si localizza la tensione:

$$V_{g2} = \frac{R_{g2}}{R_{g2}+r_{a1}} \Delta V_c = \frac{R_{g2}}{R_{g2}+r_{a1}} (V_{AT} - V_{T_1} - V_k + V'_k) \qquad [11]$$

Segue la scarica di C, secondo il circuito equivalente di fig. 7, per cui v_{g2} varia lungo la nota curva esponenziale. Allorchè v_{g2} raggiunge e supera leggermente il potenziale di interdizione V_{go2}, il triodo T_2 riprende a condurre, il triodo T_1 si blocca e in circuito si ristabilisce la condizione limite di stabilità.

La conduzione di T_2 comincia quando la tensione di scarica eguaglia V_{go2}:

$$v_{g2}\, e^{-t/R_{g2}C} = V_{go2} \qquad [12]$$

Risolvendo rispetto al tempo si ha successivamente:

$$e^{t/R_{g2}C} = \frac{v_{g2}}{V_{go2}}$$

prendendo il logaritmo naturale di ambo i membri

$$t/R_{g2}C = lg_e \frac{v_{g2}}{V_{go2}}$$

$$t = R_{g2} C\, lg_e \frac{v_{g2}}{V_{go2}} = R_{g2} C\, lg_e \left[\frac{1}{V_{go2}} (V_{AT} - V_{T_1} - V_k + V'_k) \frac{R_{g2}}{R_{g2}+r_{a1}}\right] \qquad [13]$$

avendo sostituito a v_{g2} il valore dato dalla [11].

Essendo r_{a1} trascurabile rispetto a R_{g2} e $V'_k << V_k$, la [13] si semplifica nella:

$$t \cong R_{g2}\, C\, lg_e \frac{V_{AT} - V_{T_1} - V_k}{V_{go2}} \qquad [14]$$

relazione approssimata.

Se nel circuito di fig. 6 in luogo di collegare il ritorno della griglia al catodo, lo si collega al $+V_{AT}$ attraverso ad una resistenza R_{g2} molto alta, si perviene al circuito di fig. 8, col quale si ottiene un più rigoroso controllo della larghezza dell'impulso generato con la tensione di polarizzazione, nonchè un suo fronte posteriore più ripido.

Per il circuito così modificato la larghezza t del segnale rettangolare di uscita è data approssimativamente dalla:

$$t \cong R_{g2}\, C\, lg_e \frac{2 V_{AT} - V_{T_1} - V'_k}{V_{AT} - V_k + V_{go2}} \qquad [15]$$

In fig. 9 sono rappresentate le forme d'onda della tensione di griglia v_{g2} del triodo T_2 e della tensione di placca v_{a1} del triodo T_1 relative al circuito modificato in oggetto.

Lo schema di fig. 8 costituisce la base del multivibratore a dilazione lineare, che in virtù della proporzionalità fra la larghezza del segnale generato e la tensione continua di polarizzazione, risolve il problema di generare un impulso segnalatore o di sganciamento in un istante ben preciso.

Per il triodo T_1 vale l'equazione del Vallauri:

$$\rho I_{a1} = V_{a1} + \mu V'_{g1} \qquad [16]$$

dove ρ e μ sono rispettivamente la resistenza interna e il coefficiente di amplificazione del triodo. Dalla fig. 8 si deduce che la somma delle tre tensioni V_{a1} anodica rispetto al catodo, v_k catodica, $R_{a1}\, I_{a1}$ ai capi del carico anodico, eguaglia la tensione V_{AT} di alimentazione rispetto a massa, e cioè:

$$V_{AT} = V_{a1} + I_{a1} (R_{a1} + R_k) \qquad [17]$$

Risolvendo la [17] rispetto alla corrente anodica I_{a1} e ricordando la [16], si ottiene:

$I_{a1} (R_{a1} + R_k) = V_{AT} - V_{a1} = V_{AT} - \rho I_{a1} + \mu V'_{g1}$, da cui

$$I_{a1} = \frac{V_{AT} + \mu V'_{g1}}{R_{a1} + R_k + \rho} \qquad [18]$$

Si ha inoltre che le tensioni di griglia di T_1 riferite rispettivamente a massa (V_{g1}) e al catodo (V'_{g1}), sono legate dalla relazione:

$$V_{g1} = V'_{g1} + R_k I_{a1} \qquad [19]$$

sostituendo la [19] nella [18], si ha:

$$I_{a1} = \frac{V_{AT} + \mu (V_{g1} - R_k I_{a1})}{R_{a1} + R_k + \rho} = \frac{V_{AT} + \mu V_{g1}}{R_{a1} + \rho + R_k (1+\mu)} \qquad [20]$$

La sostituzione nella [15] di V_{T_1} con ($V_{AT} - R_{a1} I_{a1}$), e di v_k con $R_k I_{a1}$, dove I_{a1} ha il valore dato dalla [20], conduce alla:

$$t = R_{g2} C\, lg_e \left\{ \frac{[R_{a1} + (1+\mu) R_k + \rho] (V_{AT} - V'_k) + R_{a1} V_{AT} + \mu V_{g1} R_{a1}}{[R_{a1} + (1+\mu) R_k + \rho] (V_{AT} + V_{go2}) - R_k V_{AT} - \mu V_{g1} R_k} \right\} \qquad [21]$$

Con le seguenti posizioni:

$$a = [R_{a1} + (1+\mu) R_k + \rho] (V_{AT} - V'_k) + R_{a1} V_{AT}$$
$$b = \mu R_{a1}$$
$$c = [R_{a1} + (1+\mu) R_k + \rho] (V_{AT} + V_{go2})$$
$$d = \mu R_k$$

la [21] assume la forma semplificata:

$$t = R_{g2}\, C\, lg_e \frac{a + b V_{g1}}{c - d V_{g1}} \qquad [22]$$

La [22] può essere anche scritta:

$$t = R_{g2} C\, lg_e \frac{1/c\, (1 + b/a\, V_{g1})}{1/a\, (1 - d/c\, V_{g1})} =$$
$$= R_{g2} C \left\{ lg_e\, a/c + lg_e (1 + b/a\, V_{g1}) - lg_e (1 - d/c\, V_{g1}) \right\} \qquad [23]$$

Poichè b/a e d/c sono trascurabili rispetto all'unità, lo sviluppo in serie della funzione lg_e può essere arrestato al primo termine; in tal modo si perviene all'espressione finale approssimata:

$$t \cong R_{g2}\, C \left\{ lg_e\, a/c + (b/a + d/c)\, V_{g1} \right\} \qquad [24]$$

La [24] mette chiaramente in evidenza l'asserita proporzionalità della durata del tempo di scarica di C, ossia della larghezza dell'impulso rettangolare di uscita, all'ampiezza della tensione continua di polarizzazione positiva applicata alla griglia del triodo interdetto nella condizione limite di stabilità.

In fig. 10 è rappresentato un circuito di un multivibratore a dilazione lineare, che sgancia un oscillatore bloccato per produrre un impulso segnalatore a fronti ripidi, la cui durata è direttamente proporzionale all'ampiezza della tensione continua di polarizzazione; con la precisione di $\pm$ 2,5 $^0/_{00}$ entro il campo di variazione della larghezza da 8 a 150 μsec.

Il diodo di ingresso avendo il catodo collegato al $+V_{AT}$ è normalmente interdetto; l'avvento di un impulso negativo sblocca il diodo, la cui corrente percorre la resistenza di carico di 5 Kohm del primo triodo T_1 del multivibratore a dilazione lineare, provocando una diminuzione della corrente di placca di quest'ultimo, il che equivale ad un impulso positivo sulla sua griglia, ottenendo in tal modo di rendere conduttivo detto primo triodo T_1. Il multivibratore funziona come quello di fig. 8 e comanda un oscillatore bloccato iniettando nel suo circuito anodico una tensione indotta che rende la placca meno positiva in corrispondenza dei picchi di tensione sull'anodo di T_2; l'effetto è quello di un impulso positivo sulla griglia di T_3, che si sblocca e genera l'impulso desiderato raccoglibile all'uscita nel circuito catodico.

(continua)

VOGLIO VEDERE ANCH'IO!

TELEVISIONE DILETTANTISTICA

GLI ASSI DEI TEMPI

PARTE TERZA

di GIORGIO VOLPI (i1CEO)

Ci è giunta segnalazione di qualche amatore che ha già realizzato e fatto funzionare con successo il televisore del 2° e 3° gruppo da me descritti. Se questo, sotto un certo aspetto, mi fa piacere, d'altro canto mi lascia piuttosto perplesso. I casi sono due: o questi signori sono proprio nati, come si suol dire, con la camicia oppure...; io non arrossisco a rivelare che la messa a punto del mio primo televisore, ed anche qualche successivo, mi è costata più di un mese di prove e riprove e se volessi dire di essere proprio sicuro della perfetta finitura anche dell'ultimo realizzato, resterei titubante.

Mi dicano questi signori:

1) Sono proprio lineari i loro assi dei tempi?

2) Non avvertono distorsioni di fase sul loro segnale video?

3) E' perfetto il loro suono?

4) La luminosità, il fuoco, il contrasto, il dettaglio sono perfetti?

Se tutto questo hanno ottenuto in così breve tempo, giochino pure al Totocalcio, hanno vincita sicura.

Se invece hanno qualche difetto, mi scrivano pure e cercherò di trarli d'impaccio.

Per chi si sente di affrontare il più grande cimento descrivo ora gli assi dei tempi adatti per il ricevitore del 4° gruppo.

Giocando sull'alimentazione e sulla messa a punto, con il circuito che descriverò si possono usare tubi fino a 20 pollici rettangolari; ben inteso che tubi più piccoli funzioneranno sempre più facilmente e che la maggior difficoltà, che consiglio di affrontare solo ai più esperti, è quella di « coprire » il 20 pollici.

Questo circuito, all'apparenza assai semplice, nasconde una infinità di tranelli e di imboscate per chi si accinge a realizzarlo per la prima volta.

Incominciamo dalle funzioni (multiple) della prima valvola, la 12AU7 (anche una ECC40 serve bene).

Il primo triodo funziona da affioratore e cioè ha una tensione assai elevata di catodo, equivalente ad un forte negativo di griglia; è quindi intuibile che solo i segnali molto forti (cioè quelli di sincronismo) riescono a passare.

Detti impulsi rendono negativo (cioè meno positivo) il catodo durante il loro passaggio (ricordiamo che i massimi picchi negativi sono proprio i segnali di sincronismo) e la valvola funziona in classe C spinta.

Il secondo triodo accetta questi impulsi (il resto della modulazione non riesce a passare) e li amplifica consegnandoli in controfase ad un doppio diodo (6AL5 - EB41) i cui elettrodi contrapposti sono collegati, attraverso un filtro attenuatore e sfasatore, al trasformatore d'uscita linee, da un apposito avvolgimento di poche spire o, nel nostro caso, ad un capo delle bobine deviatrici. Se i segnali di sincronismo in arrivo dal trasmettitore e quelli locali sono di uguale frequenza e fase, le correnti nei due rami del doppio diodo si equivarranno e si annulleranno a vicenda nelle due resistenze di carico da 100 kΩ; ma se c'è un lieve sfasamento tra i due segnali la corrente di un ramo diverrà maggiore dell'altra e la differenza fra le due correnti si manifesterà ai capi della resistenza da 4,7 MΩ (si potrà ridurre, in pratica, ad 1 MΩ per segnali intensi) e questa tensione verrà applicata (tramite un filtro che ne toglie la componente alternativa) alla griglia del multivibratore e ne varierà la resistenza interna e, quindi, la frequenza riportandola al punto giusto cioè in frequenza e in fase con quella in arrivo che serve, così, da pilota. Come vedete, quindi, questo multivibratore non è controllato con impulsi; ma con una tensione continua differenziale.

Al contrario gli impulsi di quadro vengono prelevati dal catodo della 12AU7 (presa intermedia) e, dopo integrati, cioè trasformati da rettangolari in guizzi, vengono applicati al multivibratore di quadro.

La realizzazione dei multivibratori non è per nulla difficoltosa mentre lo è quella dei trasformatori di uscita nonchè delle bobine deviatrici.

Qui vi darò qualche dato costruttivo senza trattazioni teoriche che esulano da questa rubrica.

Trasformatore d'uscita di quadro (verticale).

Ferro: qualità ottima, cioè piccola perdita; il lamierino di un buon trasfor-

matore d'uscita per altoparlante da 8-10 W può servire allo scopo. Sezione minima 3÷4 cm².

Primario: 4000 spire filo smalto 0,1÷÷0,12.

Secondario: 370 spire filo smalto 0,4.

Chi volesse garantirsi il miglior adattamento di impedenza con le bobine deviatrici, farà bene a fare alcune prese sul secondario; ad es.: 350 - 400 - 450 - 500 spire.

Trasformatore d'uscita linee (orizzontali).

E' notorio che il ferro adatto per il mantello di detto trasformatore, è il Ferrox-cube, prodotto e brevettato dalla Philips ed importato ora in Italia, dalla Francia e dall'America. Sconsiglio di usare i comuni lamierini e appena tollerabile è l'uso di mantelli di Mu-metal di cui mi risulta la ditta Marcucci abbia una dotazione; ma saranno utilizzabili solo per deviazioni dell'ordine dei 50° o 60° al massimo cioè per tubi fino a 12 pollici mentre per deviazioni maggiori, cioè per tubi dal 14 pollici ed oltre, è indispensabile il Ferrox-cube la cui sezione sarà di circa 2-2,5 cmq. Normalmente i mantelli adatti a questo scopo sono a doppio U.

Gli avvolgimenti del trasformatore di uscita vanno avvolti l'uno sopra l'altro (tranne quello **D**) nell'ordine che indicherò, usando come supporto un tubetto di cartone bachelizzato, impregnato in paraffina, del diametro interno di 20 mm e della lunghezza di 30.

1° avvolgimento - **B** - cioè secondario da collegare alle bobine deviatrici: 170 spire filo rame smalto 0,4 mm; con presa a 20 spire, avvolto a solenoide con seta sterlingata fra ogni strato e due giri di seta alla fine.

2° avvolgimento - **A** - cioè primario: 440 spire filo 0,2 smalto-seta avvolto in due avvolgimenti a nido d'ape (2×220 spire) con prese a 300 - 350 - 400 spire nel caso si usino valvole ad impedenza più bassa di quella indicata nello schema. Le due bobine dovranno coprire una superficie di 20 mm e dovranno essere distanziate di circa 5 mm tra loro.

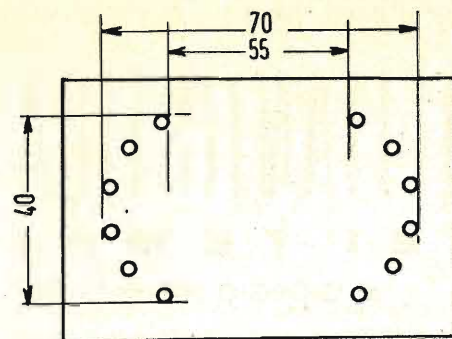
3° avvolgimento - **C** - secondario extra alta tensione (12 kV).

Avvolgere sul primario 6 strati di seta sterlingata fino ad ottenere un nuovo piano abbastanza solido per iniziare il nuovo avvolgimento indi avvolgere 900 spire filo 0,08÷0,1 smalto doppia seta a nido d'ape stretto (5 mm) situandolo nel centro degli avvolgimenti precedenti.

Impregnare, durante l'avvolgimento, con polistirene liquido.

Terminato ed essicato l'avvolgimento immergerne la periferia esterna (non tutto, attenzione!) cioè formare una corona di 4÷5 mm di cera ad alto grado di fusione o catrame di ottima qualità; ciò serve ad evitare l'effetto corona dovuto all'altissima tensione accompagnata dalla relativamente alta frequenza che si manifesterebbe alla periferia dell'avvolgimento.

4° avvolgimento - **D** - serve ad accendere la valvola raddrizzatrice dell'EAT e si avvolge lontano dai primi, su un altro ramo del nucleo, con filo fortemente isolato (la Monti e Martini produce un tubetto, impregnato con silicon, che serve allo scopo). Si avvolgerà una spira per l'accensione di una IB3 o 2X2 e tre spire nel caso di una EY51.

La valvola ed il relativo zoccolo vanno tenuti distanti qualche centimetro

da qualsiasi oggetto metallico nonchè dal trasformatore e sarà bene applicarle su zoccoli oppure supporto in steatite paraffinata.

Realizziamo ora le bobine di deviazione.

Le orizzontali avranno 2×160 spire filo 0,40 smalto.

Le verticali 2×280 spire filo 0,25 smalto.

Per realizzare materialmente ci si può servire di due supporti, precedentemente costruiti, che diano la forma voluta.

Un tipo semplice ma rudimentale potrebbe essere costituito da un'assicella di legno sulla quale verranno infissi chiodini come spiegato nella figura.

Tolta la bobina dai chiodi dopo averla nastrata onde evitare che si svolga, si sagomerà a mano fino a farle avere la sagoma del collo del tubo RC cui deve aderire il più possibile.

Le bobine vanno poi collegate a due a due in serie (attenti a non invertire i capi) come si vede dallo schema elettrico, e poste in coppie ortogonali intorno al collo del tubo il più avanti possibile. Sopra di esse, a forma di anello, si passeranno alcuni giri di nastro di seta sterlingata e, sopra ancora, alcuni giri di nastro magnetico di mu-metal che ha il compito di concentrare il flusso magnetico aumentando la deviazione.

Se qualche fortunato trova, anzichè il nastro di ferro magnetico, un mantello a doppio **C** di ferroxcube otterrà risultati ancora migliori; ma non è assolutamente indispensabile se non per grandi deviazioni angolari (70°). *

NOTIZIARIO DI ATTUALITA'

STATI UNITI

Il Governo Federale ha attualmente allo studio un progetto per il collegamento televisivo fra l'America e l'Europa. Il senatore Mundt, uno dei fondatori delle emissioni «La Voce dell'America» lo ha recentemente annunciato.

Tale collegamento verrebbe realizzato secondo il sistema della catena di ponti radio già recentemente realizzato con successo pel collegamento TV fra le coste atlantica e pacifica degli U.S.A. In tal caso la catena dei ponti radio partendo da New York raggiungerebbe il Labrador collegandosi con la rete TV canadese: si spingerebbe poi sino alla Terra di Baffin e attraverso la Groenlandia, l'Islanda, le isole Faroër e Shetlands (ove avverrebbe una biforcazione) si dirigerebbe da un lato verso la Scandinavia e dall'altro verso l'Inghilterra.

Raggiunta l'Inghilterra, non sarebbe poi difficile realizzare in breve tempo un collegamento video internazionale europeo.

Da una prima indagine sembra che con una settantina di ripetitori intermedi (ve ne sono 130 nella catena TV fra New York e S. Francisco) e con una spesa di una cinquantina di milioni di dollari la cosa potrebbe essere realizzata nel giro di un anno di tempo.

INGHILTERRA

E' stata data recentemente una dimostrazione pubblica delle possibilità della televisione subacquea, mediante una modernissima apparecchiatura PYE, installata a bordo della Regia Nave Reclaim dell'Ammiragliato inglese.

Ad un centinaio di invitati presenti a bordo è stato mostrato il fondo del mare a circa 300 metri di profondità presso la costa inglese della Manica.

Nel corso di tale dimostrazione mentre la nave si spostava lentamente è stato chiaramente visto il relitto di un grosso mercantile probabilmente affondato durante la passata guerra.

Pare che la Marina inglese stia attrezzando con la TV subacquea diverse vedette onde redigere una carta sottomarina con la posizione esatta dei numerosi relitti in conseguenza dell'ultima guerra.

IL FUTURO DELLA TV EUROPEA

(segue da pag. 1/215)

America la TV è privata e commerciale, in quasi tutte le nazioni europee lo Stato ha voluto interessarsene lui stesso direttamente o indirettamente, in regime monopolistico senza concorrenza.

E' proprio questa la sola, essenziale ragione per la quale in Europa (Italia compresa) la TV non sarà mai così florida come in America.

Sinora aveva fatto eccezione, anzi era stata portata come esempio dei monopolizzatori della TV, l'Inghilterra ove la B.B.C. ha prosperato sinora in modo veramente ammirevole. Ora però qualcosa di nuovo sta avvenendo anche in Inghilterra. Una recentissima decisione statale è stata resa nota, secondo la quale, nei prossimi anni potranno venir rilasciate concessioni a privati per l'esercizio di trasmissioni TV commerciali pubblicitarie, in concorrenza al servizio della B.B.C.

Ecco un raggio di luce fra tanta foschia ed incertezza, d'un migliore avvenire della TV europea. Come la concorrenza e l'iniziativa privata costituiscono l'anima del commercio, così altrettanto e con fondate ragioni può dirsi della TV.

Siamo assolutamente convinti che il futuro ci darà ragione. L. Br.

DIFETTI PIU' COMUNI NEI TELERICEVITORI E MEZZI PER OVVIARLI

(Parte seconda)

di Giorgio Volpi

12) Difetto di linearità orizzontale.

E' assai più difficile da eliminare che non quello verticale. Ogni ricevitore è, normalmente, munito di dispositivo per variare la linearità dell'asse orizzontale ma non sempre questo è sufficiente poichè il difetto può dipendere anche da segnali di sincronismo troppo intensi o dal cattivo funzionamento del controllo automatico di frequenza ormai generalizzato.

E' su quest'ultimo in particolare che bisogna porre attenzione regolando i circuiti che lo compongono in modo che la fase dei segnali in arrivo e di quelli locali sia la più giusta ottenibile.

In molti ricevitori questo difetto è all'origine del progetto e solo modifiche circuitali potrebbero ovviarlo. In generale un'accorta regolazione è sufficiente.

Fig. 9 — Fig. 10 — Fig. 11

Fig. 12 — Fig. 13 — Fig. 13-b

13) Ondulazione laterale e colonne orizzontali (fig. 9).

Questo difetto si presenta in due modi diversi pur essendone unica la causa: difetto di filtraggio.

Infatti se il ronzio di rete (42 o 50 p.s.) o le sue armoniche (84-100 p.s.) si presenta nell'alimentazione dell'asse tempi linee dà luogo ad una morulazione, cioè ampiezza incostante, delle linee. Ciò si traduce in un anticipo o ritardo delle linee secondo se il ronzio disturbante è in fase o non con la linea che si inizia. Normalmente si manifestano due sinusoidi ai lati del quadro, come rappresentato in figura e ciò significa che il ronzio è dovuto alla seconda armonica della rete cioè a cattivo filtraggio dell'alta tensione dopo la rettificazione. Se invece si manifesta una sola sinusoide ciò significa che il ronzio entra direttamente tramite qualche accoppiamento diretto del trasformatore di alimentazione oppure tramite qualche catodo il cui filamento ha un campo non bene neutralizzato oppure presenta perdite.

Talvolta il difetto, pur somigliando a questi, è causato da stadi diversi e cioè anzichè presentarsi una deformazione dell'immagine ai lati si presenta una modulazione e cioè una fascia nera (o due) che si sposta dall'alto verso il basso più o meno velocemente (secondo la frequenza di rete) come è posto in risalto nella figura stessa.

In questo caso il ronzio modula direttamente il raggio e quindi il difetto si manifesta nel diodo rivelatore oppure per induzione di trasformatori o impedenza direttamente sul collo del tubo RC.

Conoscendo le varie cause è possibile, per eliminazione, ricercare l'origine del difetto.

DIFETTI RISCONTRABILI DURANTE LA RICEZIONE

14) Bordi laterali d'immagine irregolari (figura 10).

Si presentano ogni volta i segnali di sincronismo sono eccessivamente intensi oppure quando sono mescolati in percentuale eccessiva a disturbi: Questo avviene in due casi completamente opposti e cioè quando il segnale è troppo forte, ed in questo caso basta un ritocco del contrasto, oppure quando, per un segnale troppo debole, non funzionando il C.A.V., si intromettono scariche, fruscii e comunque disturbi parassiti che modificano e distorcono i segnali di sincronismo facendo anticipare o ritardare disordinatamente gli impulsi di linea. Anche il cattivo funzionamento della valvola separatrice dei sincronismi può provocare lo stesso difetto per inadeguato «affioramento» dei segnali al di sopra dell'inviluppo di modulazione.

15) Distorsione nell'alto dell'immagine (figura 11).

Tendenza dell'asse dei tempi linee a svincolarsi dai segnali di sincronismo. Quando l'utente vede l'immagine ferma sullo schermo crede di essere «a posto»; ma può succedere, talvolta, che pur ottenendosi il sincronismo di linea questo risulti instabile poichè la frequenza dell'oscillatore locale è troppo diversa da quella di lavoro.

In questo caso il sincronismo avviene forzatamente lo stesso specialmente in presenza di forti segnali; ma durante il periodo di ritorno di quadro quando per la presenza dei segnali di quadro e di quelli equalizzatori il segnale di line rimane disturbato, l'oscillatore locale tende ad andare per i fatti suoi riprendendosi, con un certo ritardo però, solo dopo iniziata l'immagine.

Il principio di quadro palesa quindi questa tendenza.

Un ritocco alla frequenza di riga risolve l'inconveniente.

16) Linee orizzontali sul quadro (figura 12).

Sono di numero variabile e le cause possono essere le seguenti:

a) Se di numero ridotto (2 o 3) sono dovute a disturbi di motori elettrici o lampade al neon nelle immediate vicinanze o scariche ad alta tensione alternata; in questo caso, di solito, il disturbo è così intenso che si nota anche, leggermente, nell'audio.

b) Se numerose e variabili di numero e intensità possono essere causate da passaggio di «fonica» nel canale video oppure provocate da «splattern» cioè da oscillazioni parassite sulle bande laterali di qualche trasmettente dilettantistico.

c) Se provengono da qualche «ponte radio» in azione esse sono anche accompagnate dal difetto di cui al n. 17 (fig. 13).

Tutte le linee che si presentano nel senso orizzontale sono dovute a frequenze multiple della frequenza di quadro e

si notano fino a che la frequenza disturbante è dell'ordine della 10ª, 20ª armonica della rete (fino cioè a 1000 Hz circa). Oltre questa frequenza il fenomeno è meno appariscente e danneggia meno l'immagine purchè non eccessivamente intenso.

17) Linee verticali sul quadro (fig. 13).

Sono sempre dovute a interferenze ad alta frequenza e sono provocate da frequenze multiple della frequenza di linea. Sono più appariscenti di quelle a frequenza bassa e si notano fino a frequenze dell'ordine del megaciclo ed anche più. Generalmente sono provosate da « battimenti » tra una portante disturbante e quella della stazione che si riceve oppure da battimenti con la frequenza intermedia.

Forni ad alta frequenza, apparecchi elettromedicali, stazioni dilettantistiche, ponti radio, provocano questo inconveniente, specialmente in zone lontane dal

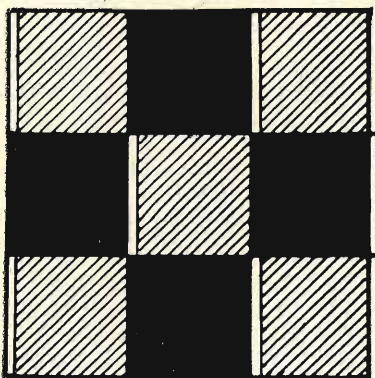



Fig. 14

trasmettitore, con esasperante facilità e molto spesso provocano anche il disinnesco dei sincronismi di linea se il battimento provocato si avvicina molto alla frequenza di linea ed è più forte degli impulsi di sincronismo.

In caso di ponte radio il fenomeno può anche manifestarsi come in figura 13-b). L'immagine televisiva viene intersecata diagonalmente da linee oblique anche in numero fisso e stabile.

Ciò avviene quando il battimento tra le frequenze **non** è un multiplo esatto di linea e quindi non si sincronizza con esso. In questo caso disincronizzando la immagine ricevuta ci si può molto spesso sincronizzare sulla frequenza disturbatrice e le linee disturbatrici si possono fermare sul quadro rendendole verticali.

18) Rilievo in bianco prima o dopo i segnali neri (fig. 14).

E' dovuto a distorsione di fase tra frequenze basse e frequenze alte. Il difetto si manifesta quasi sempre in video frequenza ma, in qualche caso si può avverare anche per incorretta taratura della media frequenza o cattivo accordo dell'oscillatore locale. In altri termini succede quando per difetto di linearità di amplificazione si esaltano in modo non uniforme le frequenze alte a scapito delle basse o viceversa.

Il fenomeno dà origine ad una specie di « rilievo » che se non è del tutto sgradevole sulle parole o sulle figure fisse, non è tollerabile nelle figure in movimento. *

L'arte di recitare per la televisione

di MICHAEL BARRY

La recitazione per la televisione è qualche cosa di diverso da tutte le altre. Un attore pratico di recitazione teatrale, cinematografica o radiofonica, può recitare davanti alla macchina da presa televisiva, ma se non si rende conto della differenza, la rappresentazione non sarà mai perfetta. Esso avrà fallito nell'usare un mezzo di trattenimento che può interessare il pubblico in un modo assolutamente nuovo e sorprendente.

A differenza del teatro e del cinema, la televisione è diretta soprattutto all'ambiente domestico. E' un divertimento che si rivolge alla famiglia, la quale critica i programmi che vede sullo schermo con il vivo individualismo caratteristico della vita familiare. Lo spettatore seduto in una sala è uno tra i tanti che sono usciti di casa ed hanno pagato per divertirsi. Il suo piacere o la sua noia sono in parte influenzati da quelli degli altri, ed inconsciamente egli diventa una piccola parte della massa. Un attore sul palcoscenico sente tutto questo e recita sotto la luce dei riflettori non ad un pubblico di individui ma da una « entità » amorfa che lo ripaga con la propria attenzione e con la quale egli ha aperto quella partita di dare e di avere che forma la speciale atmosfera degli spettacoli teatrali.

La televisione mette l'attore davanti ad un paradosso. Egli non ha questo contatto con il pubblico: essi sono separati dalla distanza che corre tra lo studio e la casa, ma, nonostante ciò, i primi piani della televisione lo presentano al suo pubblico con un'intimità sconosciuta a qualsiasi altro mezzo di trattenimento. Fra le prime cose che un attore in questo caso dovrebbe imparare sarebbe che « la proiezione della personalità sullo schermo televisivo può essere più forte della sua effettiva presenza nella stanza ».

L'attore della radio dirà « ma questo succede anche con il mio pubblico! ». Ha ragione, ma ora la vista è stata aggiunta all'udito, ed è il primo senso quello che domina. La recitazione letta intorno al microfono diventa una vera e propria rappresentazione su una scena tridimensionale.

Non è allora uguale alla recitazione dell'attore cinematografico? No, perchè vi sono due differenze. La prima è la stessa che per il teatro, cioè quella esistente nei rapporti che intercorrono tra attori e pubblico. E' interessante notare a questo proposito che l'arte cinematografica raramente usa dei grandi primi piani dei volti. Un viso che riempie lo schermo cinematografico imbarazza il pubblico e non sarebbe mai usato, come accade per la televisione, per rafforzare la diretta comunione tra attore e spettatore.

La seconda differenza risiede nei metodi di produzione. Un film è fotografato con mesi d'anticipo in brevi riprese nessuna delle quali copre più di un minuto o due dell'intera azione. Il film è più tardi riunito insieme nella « sala di montaggio », dove assume una forma definitiva, forma che dipende in gran parte dal modo come le varie riprese vengono unite le une alle altre, spesso con opportuni tagli. Un esempio di come un buon attore sa adattarsi ai metodi tecnici è quello dato da Robert Donat durante le riprese del film « Addio Mr. Chips ». Sul muro del suo camerino era attaccata una tabella che indicava non solo la truccatura, ma anche la « temperatura » mentale ed emotiva. Ciò gli permise di recitare ogni scena, sia pure senza alcuna continuità d'azione, come veniva richiesta dal programma giornaliero.

L'attore televisivo si prepara alla parte completamente durante le prove, come fa per il teatro. Egli recita davanti alla macchina da presa senza interruzione per un pubblico in possesso di quella paradossale lontana « vicinanza » che è stata creata dalla radio. Per l'attore nello studio questo pubblico è rappresentato dalla piccola apertura rotonda dell'obbiettivo che egli ha davanti a sè. Questo obbiettivo gli si avvicina fino ad una distanza di 60 centimetri o si allontana in stadi successivi fino ad arrivare alla distanza massima che va dai sei ai sette metri e mezzo. Durante le prove preliminari che hanno luogo fuori dello studio, l'attore deve sapere quali saranno le posizioni delle macchine da presa in modo da poter regolare la propria recitazione. In un « primo piano » si nota anche il più piccolo movimento delle ciglia, ed un mormorio si trasforma in un volume di voce sufficiente.

Ho insistito molto sui primi piani della televisione perchè essi costituiscono la prova del fuoco dell'attore. Un buon produttore, in genere, usa da lontano le macchine da presa per i fotogrammi d'insieme e le porta sempre più vicino quando si tratta di mettere in evidenza gli attori, cosicchè nella prova egli lavora molto vicino ad essi, dirigendo, per esempio, il volgere di una testa in modo che gli occhi traversino l'obbiettivo, permettendo al pubblico di leggere nella mente dell'attore. Questa immedesimazione degli spettatori nella persona del produttore cessa di essere un problema se le prove sono ben condotte e fornisce all'attore un surrogato di pubblico. Un regista di film potrebbe ottenere lo stesso risultato se le riprese durassero sufficientemente a lungo da permettere all'attore una certa continuità d'azione, ma ciò non avviene mai. Le scene della televisione sono continue, e la concentrazione immaginativa in cui produttore e regista provano, crea tra loro un legame intimo che non si spezza neanche quando nello studio le macchine da presa sostituiscono il produttore nella sua parte di pubblico. Questa concentrazione nei dettagli dà la chiave della recitazione televisiva. Si tratta dell'espressione in miniatura ed il più sottile uso delle inflessioni di voce e degli sguardi permette all'attore di comunicare il suo pensiero agli spettatori. La televisione mette in evidenza qualsiasi genere di affettazione e di manierismo teatrale: essa richiede la naturalezza quale è descritta da Stanislavsky e quale è praticata da tutti i veri artisti che usano nella recitazione il cuore e la mente. *

RADIOMINUTERIE

REFIX

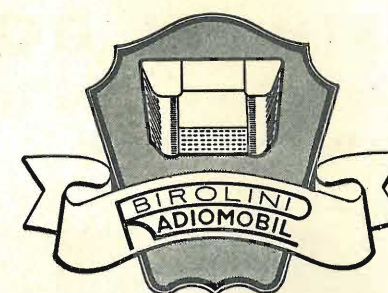
CORSO LODI 113 - Tel. 58.90.18

MILANO

R E F

R. 1 56x46 colonna 16	E. 2 98x84 colonna 28	E. 5 68x92 colonna 22
R. 2 56x46 colonna 20	E. 3 56x74 colonna 20	E. 6 68x58 colonna 22
E. 1 98x133 colonna 28	E. 4 56x46 colonna 20	F. 1 83x99 colonna 29

SI POSSONO INOLTRE FORNIRE LAMELLE DI MISURE E DISEGNI DIVERSI

Prezzi di assoluta concorrenza

Ufficio esposizione e vendita
MILANO
Corso Vittorio Emanuele 26
Telegrafo RADIOMOBIL MILANO
Telefono 79.21.69

Sede
ALBINO (Bergamo)
Via Vitt. Veneto 10
Tel. 58

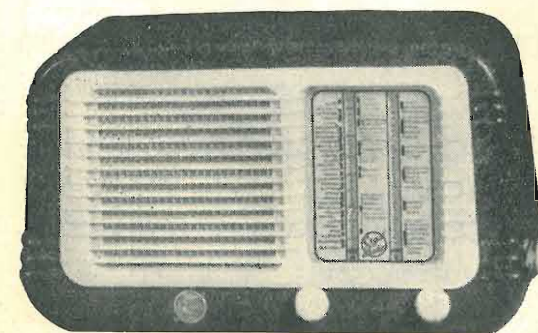
MOBILI RADIOFONOBAR
RADIOFONO
FONOBAR
FONOTAVOLI
TAVOLI PORTA - RADIO
E MIDGET - FONO

CATALOGHI E LISTINI A RICHIESTA

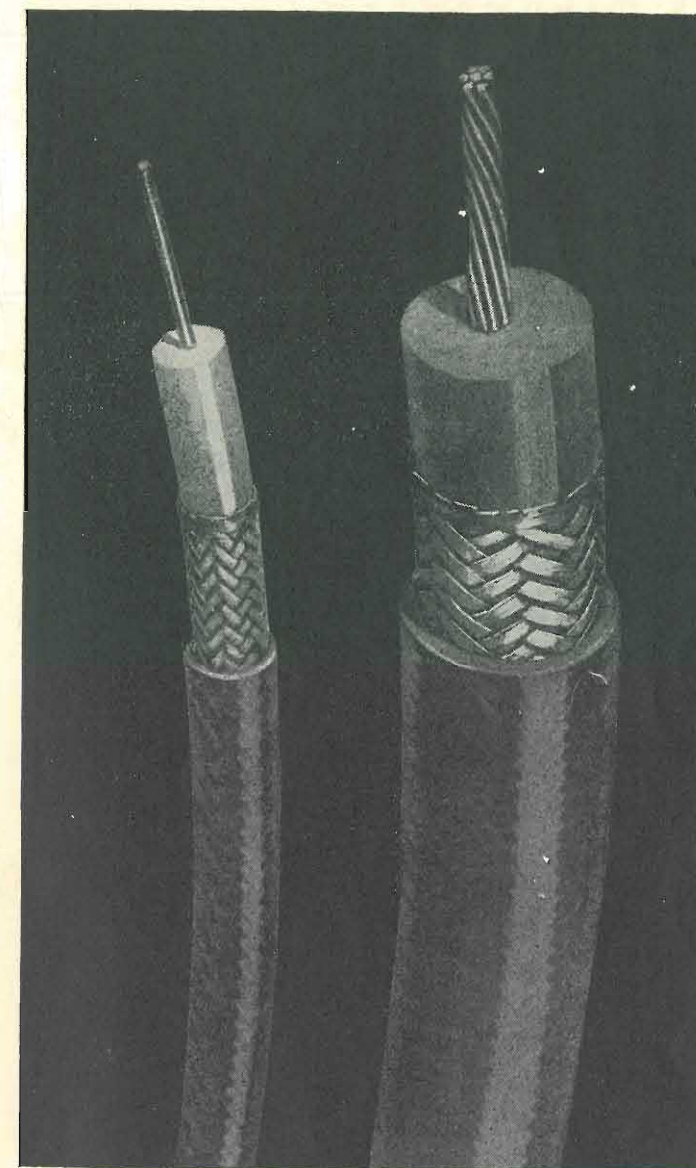
ORGAL RADIO

di ORIOLI & GALLO

MILANO - VIALE MONTENERO, 62 - TEL. 585.494

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ● PARTI STACCATE

Mod. OG. 522

- Ricevitori
- Scatole di montaggio
- Vasto assortimento parti staccate
- Mobili
- Forniture complete per radiomontatori

Cavi A. F.

Cavi per A.F.

per antenne riceventi
e trasmittenti
radar
raggi X
modulazione di frequenza
televisione
elettronica

Giunti e Terminali per Cavi per A.F. di tutti i tipi di nostra produzione

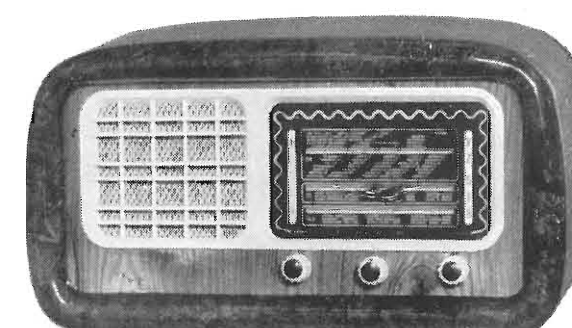
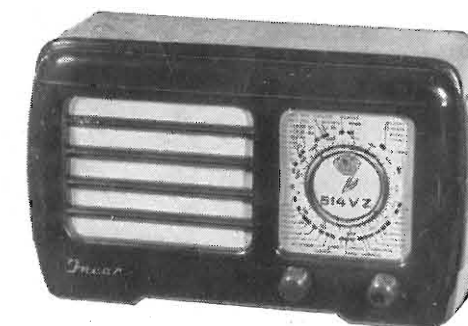
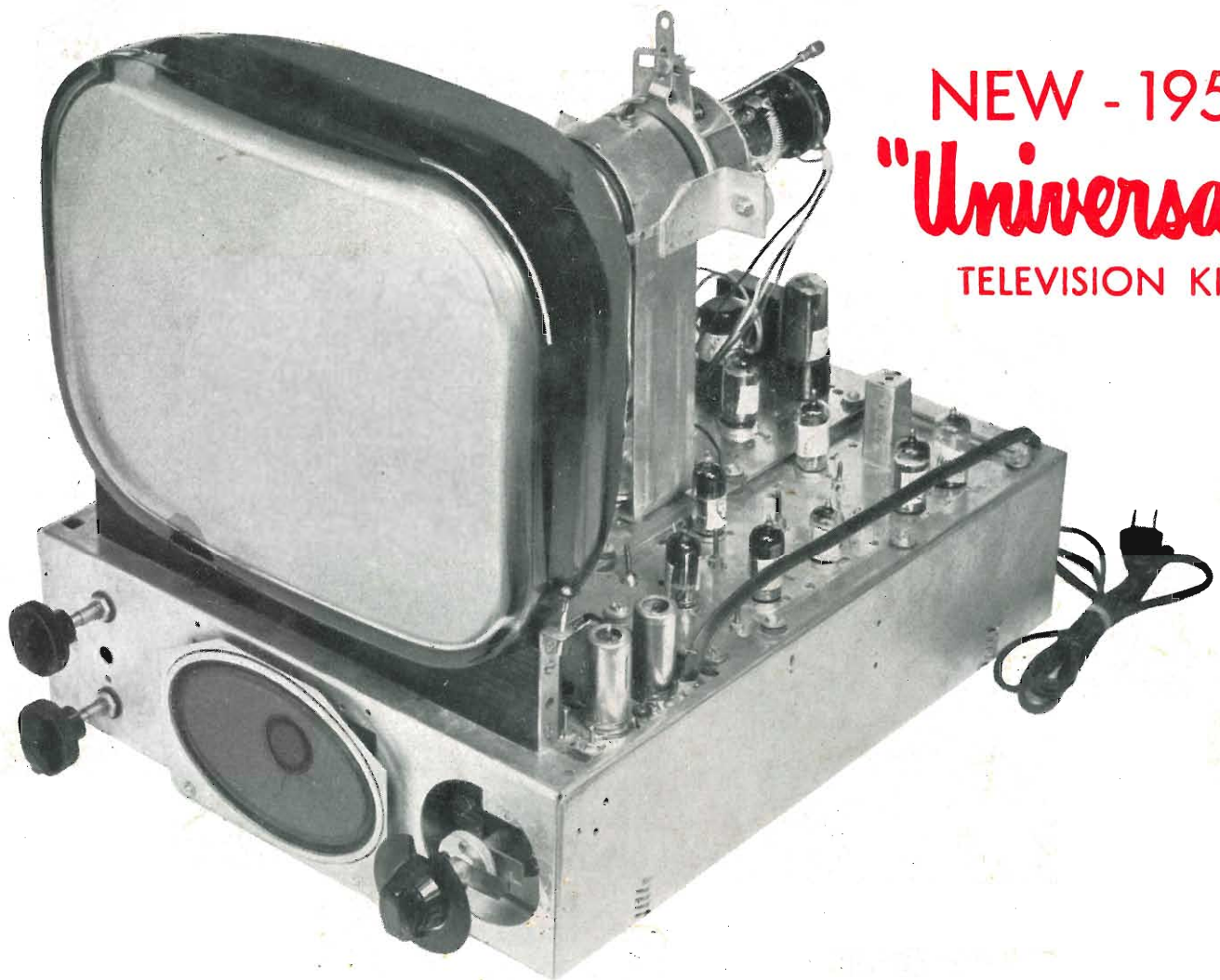
S. R. L. Carlo Erba

MILANO - Via Clericetti 40 - Telefono 29.28.67

Produzione PIRELLI *S. p. A. - Milano*

Il « BOLLETTINO TECNICO GELOSO » viene inviato gratuitamente e direttamente a chiunque provveda ad iscrivere il proprio nome-cognome ed indirizzo nell'apposito schedario di spedizione della società « Geloso ».
Chi non è ancora iscritto è pregato di comunicare quanto sopra indicando anche se è interessato quale « amatore » o quale « rivenditore ».
L'iscrizione deve essere accompagnata dal versamento sul conto corrente postale N. 3-18401 intestato alla Soc. « Geloso » - Viale Brenta 29, Milano, della somma di lire 150 a titolo di rimborso spese. Anche per i cambiamenti di indirizzo è necessario l'invio della stessa quota. Si prega voler redigere in modo ben leggibile l'indirizzo completo.
L'iscrizione è consigliabile in quanto sulla scorta dello schedario la Geloso provvede all'invio anche di altre pubblicazioni tra le quali l'annuale edizione del Catalogo Generale delle parti staccate, del Listino prezzi, del Catalogo Generale delle apparecchiature ecc.
E' uscito il N. 51 con la completa descrizione di tutte le parti per televisione e la nuova serie di parti radio « miniatura ».

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE. 6 - MILANO

The Tech - Master 1952

I requisiti di questo televisore sono raggiunti solo dai modelli di lusso

- Un sintonizzatore a 12 canali che assomma i più recenti perfezionamenti tecnici assicura una selettività eccellente e nel contempo è ridotta al minimo l'irradiazione in antenna da parte dell'oscillatore locale.
- L'elevata definizione del quadro è assicurata da un perfetto canale di media frequenza costituito da stadi del tipo « STAGGER TUNED » le cui bobine sono realizzate con avvolgimento bifilare.
- La sensibilità video per ottenere una tensione di 20 volt picco-picco sulla griglia del cinescopio è di 25 microvolt, cosa che permette una conveniente ricezione anche oltre il limite utile di portata.
- Un trasformatore a nucleo ceramico ad elevata efficienza provvede un'uscita orizzontale per la piena deflessione ed il contrasto dell'immagine è fornito da un trasformatore di alta tensione di grande rendimento.
- Per sopperire alle variazioni del campo in arrivo l'« UNIVERSAL 5219 » impiega un nuovo circuito di « CONTROLLO AUTOMATICO DI AMPLIFICAZIONE » che utilizza un singolare circuito di ritardo.
- I circuiti di Media Frequenza e di Sincronismo sono montati su di una unità separata che si incorpora in una apposita sede posta sul piano dello chassis. I punti interessanti il controllo dei circuiti sono ubicati convenientemente al fine di agevolare le misure.
- La sintonia è resa semplice in virtù di due comandi frontali a manopola i quali provvedono automaticamente alla sincronizzazione dell'immagine e del suono.

La « TECH MASTER » è stata la prima nel campo TV, questa volta il suo primato consiste nell'avere posto alla portata di tutti un modello di televisore di elevata qualità, completo dei più recenti perfezionamenti nel campo TV, di piccolo ingombro, leggero e quindi facile a trasportarsi, con alimentazione in C.A. ed in C.C., usando uno schermo di 14 pollici (cm. 31 x 24) e posto in vendita in iscatola di montaggio.

La scatola di montaggio del Modello 5219 « Universal » è fornita completa di tutti gli accessori e delle istruzioni relative al montaggio, sono pure incluse 18 valvole preventivamente provate in circuito, al fine di raggiungere un ottimo grado di allineamento dei circuiti unitamente ad una elevata efficienza.

Agenti esclusivi per l'Italia:

LARIR s.r.l. MILANO - Piazza Cinque Giornate, 1 - Telefono 79.57.62 - 3

Organizzazione di vendita:

Ditta E. GAMBIRASIO - MILANO - Via Fontana, 18 - Tel. 58.42.02 - 58.89.81